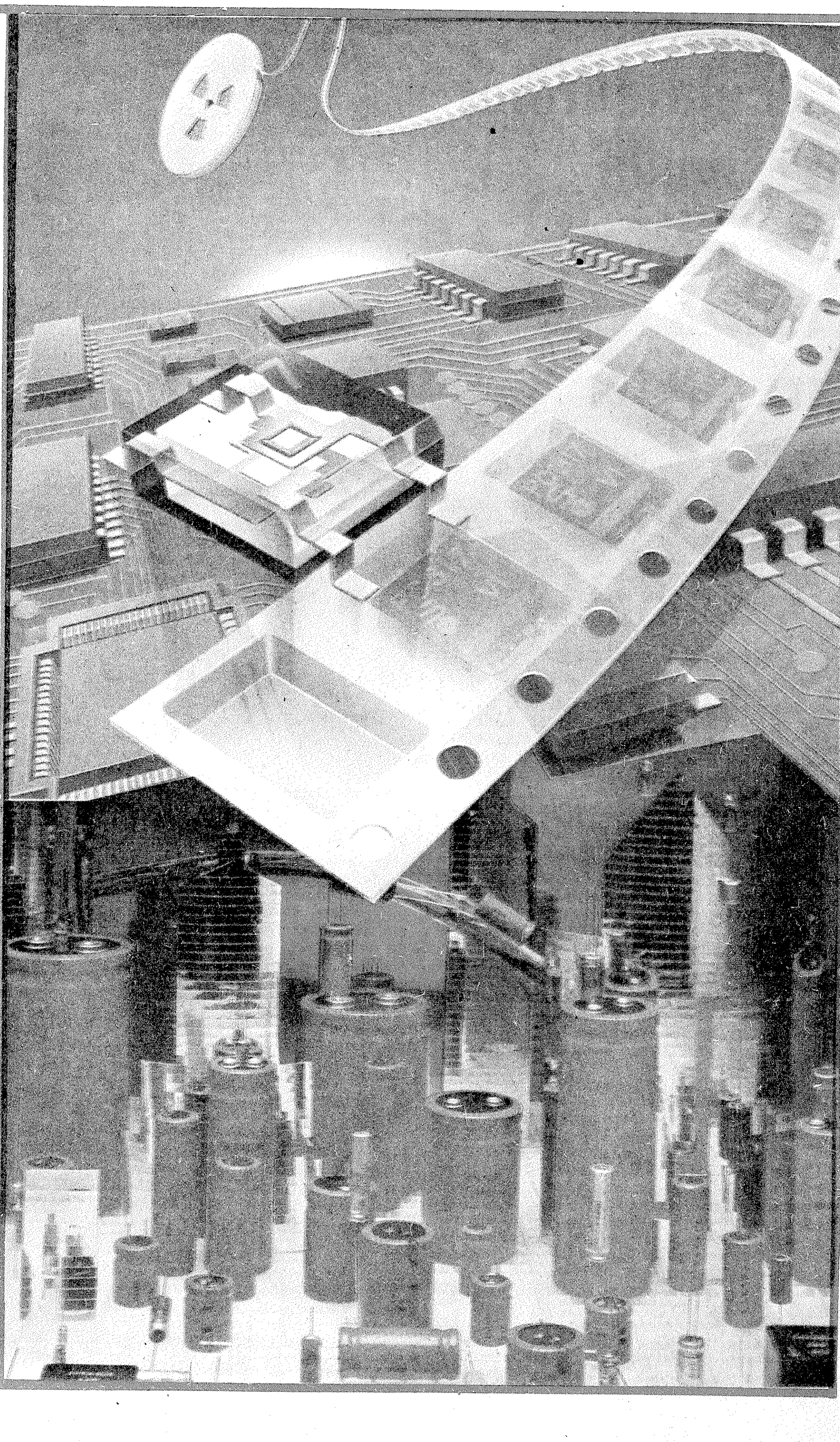
Tehnium

ANUL XXI — NR. 250 **9/1991**

SUMAR



REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66—17 60 10/2059
PREȚUL 15 LEI

CT

PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR

Utilizarea calculatoarelor personale la analiza circuitelor în regim sinusoidal

Dr. ing. ȘERBAN RADU IONESCU, YO3AVO

1. INTRODUCERE

Proiectarea asistată de calculator este un domeniu de mare interes atît pentru profesioniști cît și, în ultimul timp datorită largii accesibilități a calculatoarelor personale (în special în varianta celor echipate cu microprocesoare de 8 biți), constructorilor amatori.

Programul care va fi prezentat în cele ce urmează este scris în limbajul BASIC al calculatoarelor personale compatibile cu ZX-SPECTRUM. El permite calculul răspunsului în frecvență la semnale sinusoidale (amplificare de tensiune și putere, admitanță sau impedanță de intrare și ieșire, coeficient de reflexie la intrare și ieșire, timp de întîrziere și factor de stabilitate) pentru orice rețea electrică avînd în componența sa rezistoare, capacitoare, inductoare, transformatoare cu două sau trei înfășurări (inductoare cuplate), tranzistoare bipolare sau cu efect de cimp, amplificatoare operaționale, linii de transmisiune, cuploare direcționale, surse de curent sau tensiune dependente, precum și subrețele caracterizate prin parametrii Y sau S.

Constructorii electroniști amatori, și nu numai, vor avea astfel posibilitatea ca prin intermediul calculatorului personal să își verifice corectitudinea montajelor imaginate și proiectate (ale lor sau ale altora). Se pot astfel descoperi erori de proiectare, se pot optimiza performanțe, se pot compara între ele diverse soluții, și toate acestea înaintea construcției practice propriu-zise. Rezultă de aici în primul rînd economie de timp și „cruțarea vieții" unor componente electronice, iar nu în ultimul rînd, chiar înțelegerea mai temeinică a funcționării montajelor.

În comparație cu programele asemănătoare (de fapt, pachete de programe) comercial disponibile pentru calculatoarele de 16 sau 32 de biți, acest program este în mod voit simplificat din dorința asigurării unui compromis între ușurința utilizării, capacitatea relativ redusă a memoriei disponibile pentru el și pentru date și necesitatea de a asigura posibilitatea analizei unor rețele de complexitate medie.

Descrierea programului se va face în etape și se va împleti cu multe exemple de utilizare. Prezentarea este astfel gîndită încît el să devină operabil chiar după parcurgerea primelor etape.

Recomand acelora care își propun să urmărească acest articol pregătirea unei casete cu o lungime de bandă de minimum 10 minute. După parcurgerea fiecărui capitol (chiar subcapitol), liniile de program nou prezentate se vor adăuga celor deja existente și salva împreună cu acestea. Astfel întreg programul, care este foarte lung, va fi înțeles mai ușor, cei cu mai multă experiență putînd încerca ulterior unele modificări sau chiar îmbunătățiri.

2. PUȚINĂ TEORIE. METODA DE ABORDARE A CIRCUITELOR

Este cunoscut un număr de metode sistematice care, avînd ca punct de plecare legile fundamentale din teoria circuitelor electrice, conduc la obținerea unor seturi de ecuații ca ecuațiile pe contur, la noduri, sau ecuațiile cu variabile mixte. Nici una dintre aceste metode nu este simplu de utilizat în toate problemele.

De cele mai multe ori, însă, nu interesează curenții sau tensiunile în toate laturile circuitului, ci numai curenții sau tensiunile corespunzătoare terminalelor la care sînt făcute conexiuni exterioare. De îndată ce este vorba de comportarea exterioară a circuitului, detaliile cu privire la structura internă nu mai sînt importante.

În majoritatea aplicațiilor, și articolul de față se ocupă numai de acestea, conexiunile exterioare circuitului sînt făcute la terminale în perechi. Fiecare pereche de terminale reprezintă o intrare sau o ieșire a circuitului, fiind generic o **poartă**. Tensiunea porții este tensiunea între perechile de terminale care constituie poarta, iar curentul care intră printr-un terminal al porții iese prin cel de-al doilea terminal, așa cum este arătat în figura 2.1-a (un cvadripol). Sînt dese situațiile în care cele două porți au un terminal comun, ca în figura 2.1-b, situație în care circuitul trebuie privit ca un tripol.

Pentru ambele cazuri reprezentate în figura 2.1 vom presupune că legătura între tensiunile și curenții celor două porți este redată prin intermediul parametrilor **admitanță de scurtcircuit** y_{ij} (i, j = 1,2), conform relațiilor (2.1). Acești parametri vor fi folosiți în capitolul următor pentru calculul mărimilor ce caracterizează circuitul din punct de vedere al comportamentului său exterior.

$$(2.1)\qquad I_1=y_{11}U_1+y_{12}U_2$$

$$I_2=y_{21}U_1+y_{22}U_2$$

Să parcurgem în continuare sumar etapele procedeului utilizat în cadrul programului pentru obținerea valorilor admitanțelor de scurtcircuit y_{ij} (i, j = 1,2), plecînd de la structura circuitului și valorile elementelor sale. Un exemplu simplu ne poate ajuta să pornim la drum.

Priviți circuitul din figura 2.2-a, în care au fost numerotate, într-o ordine oarecare, **nodurile** (locul de interconectare a cel puțin două elemente de circuit). Cu linie punctată au fost reprezentate elementele externe circuitului, și anume sursa de semnal și sarcina. Ca o paranteză se poate constata cu ușurința ca circuitul ales corespunde cazului din figura 2.1-a, între poarta de intrare, cu terminalele 1 și 5 și cea de la ieșire, cu terminalele 2 și 4, neexistînd o legătură directă. Făcînd pentru moment abstracție de aceste elemente externe, circuitul propriu-zis este cel din figura 2.2-b, în care fiecare nod este privit ca un terminal.

În principiu, nimic nu împiedică însă conectarea sursei de semnal și sarcinii (aceleași sau altele) între nodurile 3 și 5, respectiv 2 și 1, sau între 3 și 5, respectiv 2 și 5 (situație în care am regăsi un tripol ca în figura 2.1-b). Așa încît, generalizînd, putem privi un circuit cu **n** noduri ca avînd **n** terminale și sa-l reprezentăm simbolic ca în figura 2.3. Potențialele terminalelor, V_i (i=1, ...n), sînt raportate la același punct de referință arbitrar ales (punct ce nu trebuie confundat cu ceea ce uzual se denumește **masa circuitului**). Curentul care intră în fiecare terminal este, la rîndul său, legat printr-o combinație liniară de potențialele tuturor terminalelor, conform relațiilor (2.2).

$$(2.2)\qquad I_i=\sum_{j=1}^{n} Y_{ij}V_j \qquad i=1,\ldots,n .$$

Dimensional, coeficienții potențialelor din relațiile (2.2) sînt admitanțe (Y_{ij} i, j = 1,...n).

În ceea ce privește punctul de referința pentru potențiale, o alegere foarte convenabila în vederea tratării unitare a celor doua cazuri din figura 2.1 o constituie unul din terminalele portului de intrare pentru cazul din figura 2.1-a și terminalul comun pentru celalalt caz, așa cum arata figurile 2.4 și 2.5.

La ambele situații, terminalele 3,4,....(n—1) sînt **terminale interne**, ele neavînd nici o legătură cu exteriorul. Ecuația curentului care intră într-un asemenea terminal, curent care este de fapt nul, se poate elimina dacă se extrage potențialul terminalului respectiv din ea și se reintroduce expresia acestuia în ecuațiile curenților celorlalte terminale. Numărul ecuațiilor (2.2) se reduce astfel cu o unitate.

Pentru tripolul din figura 2.5, după eliminarea ecuației terminalului intern p, de exemplu, rămîn ecuațiile (2.3).

$$(2.3)\qquad I_i=\sum_{\substack{j=1\\(j\neq p)}}^{n-1} (Y_{ij}-Y_{ip}Y_{pj}/Y_{pp})V_j$$

$$i=1,\ldots,(p-1),(p+1),\ldots,(n-1)$$

$$k=3,\ldots,(p-1),(p+1),\ldots,(n-1)$$

Procedura se repetă pentru toate terminalele interne, pînă cînd din (2.2) rămîn numai cele două ecuații corespunzătoare terminalelor necomune ale porților (adică pentru I_1 și I_2). Aceste ecuații finale sînt de forma (2.1), din ele rezultînd prin identificare cele patru admitanțe de scurtcircuit căutate (y_{11}, y_{12}, y_{21} și y_{22}).

Cînd porțile circuitului nu mai au un terminal comun, ca în figura (2.4), lucrurile sînt puțin mai complicate. În această situație, în membrul drept al relațiilor (2.3) trebuie efectuată mai întîi schimbarea variabilei potențial V_2 cu variabila tensiune $U_2=V_2-V_r$. Apoi se aduna ecuația corespunzatoare terminalului 2 la cea corespunzatoare terminalului r și se ține seama ca, fiind vorba de o poarta, $I_r + I_2 = 0$. Se obțin astfel relațiile echivalente (2.4).

$$(2.4)\qquad I_i=(Y_{i2}+Y_{ir})\overline{V}_r+\sum_{\substack{j=1\\(j\neq r)}}^{n-1} Y_{ij}\overline{V}_j$$

$$i=1,\ldots,(r-1),(r+1),\ldots,(n-1)$$

$$0=(Y_{22}+Y_{2r}+Y_{r2}+Y_{rr})\overline{V}_r+\sum_{\substack{j=1\\(j\neq r)}}^{n-1}(Y_{2j}+Y_{rj})\overline{V}_j$$

$$I_k=0 \qquad k=3,\ldots,(r-1),(r+1)$$

$$\overline{V}_m=\begin{cases} U_m & \text{pentru } m=1,2\\ V_m & \text{pentru } m\neq 1,2\end{cases}$$

În ansamblul ecuațiilor (2.4), terminalul r apare formal ca un terminal intern (membrul stîng al ecuației corespunzatoare lui fiind nul). Prin urmare, de aici în continuare sînt posibile eliminarea ecuațiilor tuturor terminalelor interne și obținerea admitanțelor de scurtcircuit y_{ij}, (i, j=1,2) prin procedura descrisa anterior în cazul porților cu terminal comun.

Instrucțiunile din program care efectueaza toate operațiile descrise mai sus sînt grupate în lista 2.1. Nu trebuie sa vă mire numerotarea liniilor,

aparent haotica, întrucît pe masura ce vom înainta cu prezentarea programului, între liniile listei 2.1 se vor intercala multe altele.

Trebuie facuta observaţia ca relaţiile sînt evaluate separat pe parte reala şi imaginara, calculatoarele noastre neefectuînd direct operaţii cu numere complexe.

Liniile 6105 şi 6115 afişeaza valorile admitanţelor de scurtcircuit calculate, sub forma de parte reala (conductanţa) şi parte imaginara (susceptanţa).

3. **MĂRIMILE CE CARACTERIZEAZĂ CIRCUITUL**

În acest capitol vom trece în revista marimile ce caracterizeaza complet circuitul electric din punct de vedere al comportamentului sau exterior, împreuna cu segmentele de program asociate.

3.1. **Admitanţa şi impedanţa de intrare şi ieşire**

În figura 3.1 sînt reluate cele doua cazuri de diporţi posibile (cu sau fara terminal comun), precizînd de data aceasta ca impedanţa interna a generatorului de semnal cu amplitudinea E este rezistiva, avînd valoarea R_g, iar pe poarta de ieşire este conectata de asemenea o sarcina rezistiva cu valoarea R_s.

Luarea în considerare numai a unui generator şi a unei sarcini, ambele rezistive, nu restrînge cu mult aria de utilitate a programului, datorita faptului ca aceasta situaţie se întîlneşte cel mai des în practica proiectarii circuitelor electronice. Pe de alta parte, cu puţina imaginaţie devine posibila utilizarea programului şi în situaţiile cînd aceste impedanţe au parte reactiva. Prin exemplele care vor însoţi capitolele urmatoare se va detalia şi aceasta posibilitate.

Revenind la figura 3.1, parametrii admitanţa şi impedanţa de intrare şi ieşire sînt definiţi prin relaţiile (3.1).

$$(3.1)\qquad Y_i=\frac{I_1}{U_1}\qquad\qquad Z_i=\frac{1}{Y_i}$$

$$Y_e=\left.\frac{I_2}{U_2}\right|_{E=0}\qquad\qquad Z_e=\frac{1}{Y_e}$$

Calculul efectiv al admitanţelor de intrare şi ieşire are la baza formulele (3.2).

$$(3.2)$$

$$Y_i=y_{11}-\frac{y_{12}y_{21}}{y_{22}+G_s}\quad \text{unde}\quad G_s=\frac{1}{R_s}$$

$$Y_e=y_{22}-\frac{y_{21}y_{12}}{y_{11}+G_g}\quad \text{unde}\quad G_g=\frac{1}{R_g}$$

Lista 3.1 conţine instrucţiunile din program responsabile de efectuarea acestor calcule. Rezultatele sînt afişate sub formă de parte reală (conductanţă sau rezistenţă) şi parte imaginară (susceptanţă sau reactanţă), conform relaţiilor (3.3).

$$(3.3)$$

$$G_i=\text{Real}\{Y_i\}\quad B_i=\text{Imaginar}\{Y_i\}$$

$$R_i=\text{Real}\{Z_i\}\quad X_i=\text{Imaginar}\{Z_i\}$$

$$G_e=\text{Real}\{Y_e\}\quad B_e=\text{Imaginar}\{Y_e\}$$

$$R_e=\text{Real}\{Z_e\}\quad X_e=\text{Imaginar}\{Z_e\}$$

Ca unităţi de măsură, pentru conductanţa şi susceptanţă este folosit **milisiemens-ul**, iar pentru rezistenţă şi reactanţă **kiloohmul.**

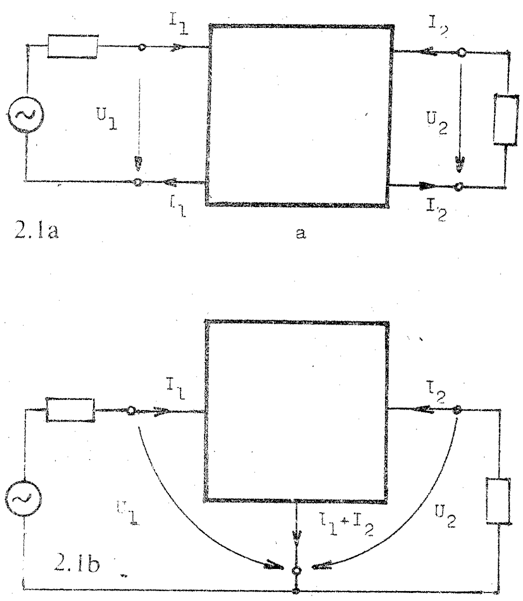
Grupul de linii 6700...6740 este echivalentul unei instrucţiuni PRINT USING (ce lipseşte interpretorului BASIC al calculatoarelor ZX-SPECTRUM), el permiţînd afişarea rezultatelor sub forma exponenţială ±x.xxxxE±xx.

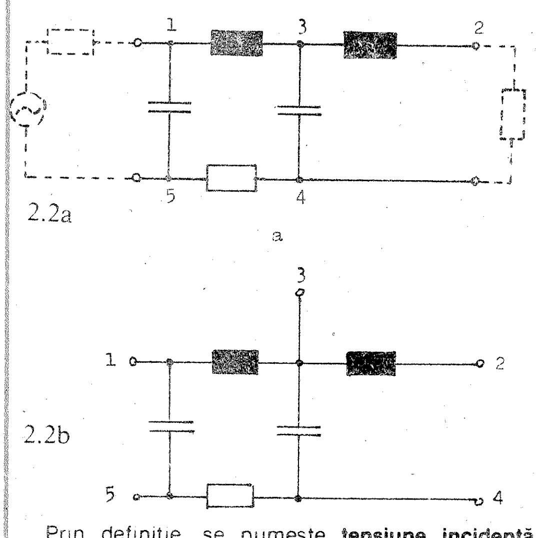
3.2 **Coeficientul de reflexie la intrare şi ieşire**

Pentru cei mai mulţi dintre radioamatori, noţiunea de **coeficient de reflexie** nu reprezintă nici o noutate atunci cînd este legată de o linie de transmisiune. Ei cunosc faptul că în fiecare punct al unei linii de transmisiune există o **undă incidentă** şi o **undă reflectată,** iar coeficientul de reflexie în acel punct al liniei reprezintă raportul tensiunilor celor două unde.

Mai puţin sînt însă acei cărora le este familiară extinderea noţiunii de coeficient de reflexie la un circuit cu constante concentrate, sau în general la un multiport. Pe ceilalţi îi invit să privească figura 3.2-a, în care unui generator avînd impedanţa internă Z_g (complexa în general) i se conecteaza la borne o impedanţa Z (la rîndul ei complexa). Tensiunea la bornele generatorului va fi data de relaţia (3.4).

$$(3.4)\qquad U=E\,\frac{Z}{Z_g+Z}$$





Prin definiţie, se numeste **tensiune incidentă** (U_i) la bornele generatorului tensiunea existenta la bornele sale atunci cînd impedanţa Z este adaptata la generator, ca în figura 3.2-b. Ea are expresia (3.5).

$$(3.5)\qquad U_i=E\,\frac{Z_g^*}{2R_g}$$

Tot prin definiţie, se numeste **tensiune reflectată** (U_r) la bornele generatorului deviaţia tensiunii la bornele generatorului faţă de valoarea sa în condiţii de adaptare la sarcina, conform relaţiei (3.6), iar coeficientul de reflexie la bornele generatorului este egal cu raportul dintre tensiunea reflectata şi cea incidenta, relaţia (3.7).

$$(3.6)\qquad U_r=U-U_i=U_i\,\frac{Z_g(Z-Z_g^*)}{Z_g^*(Z+Z_g)}$$

$$(3.7)\qquad \rho=\frac{U_r}{U_i}=\frac{Z_g(Z-Z_g^*)}{Z_g^*(Z+Z_g)}$$

Particularizînd formula generala (3.7)— pentru poarta de intrare a circuitelor din figura 3.1 se obţine expresia (3.8) a coeficientului de reflexie la intrare, ρ_i.

$$(3.8)\qquad \rho_i=\frac{G_g-Y_i}{G_g+Y_i}$$

Prin simetrie, la poarta de ieşire reflexia este considerata dinspre sarcina spre circuit, coeficientul de reflexie la ieşire ρ_e fiind dat de relaţia (3.9).

$$(3.9)\qquad \rho_e=\frac{G_s-Y_e}{G_s+Y_e}$$

În lista 3.2 sînt cuprinse instrucţiunile legate de formulele (3.8) şi (3.9). Rezultatele sînt afişate sub forma fazoriala, RF fiind modulul coeficientului de reflexie în decibeli, iar PH faza sa în grade, redusa la intervalul (-180°, +180°).

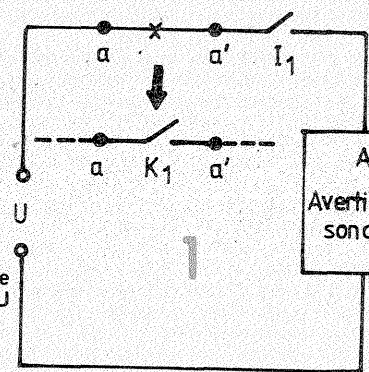
(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

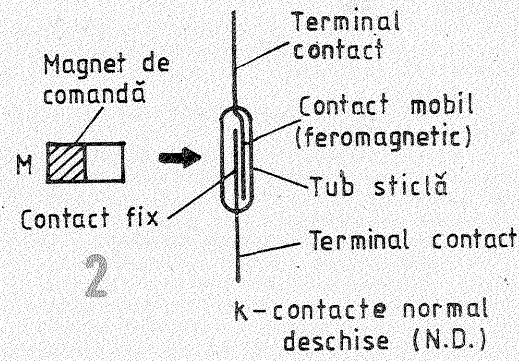
Lista 2.1

```
  55 FOR K=N TO 3 STEP -1: LET Z
=3
  75 FOR I=4 TO K: LET O=P(Z): L
ET P=P(I): IF G(O,O)*G(O,O)+B(O,
O)*B(O,O)<G(P,P)*G(P,P)+B(P,P)*B
(P,P) THEN LET Z=I
  95 NEXT I
 100 LET P=P(Z): LET P(Z)=P(K):
LET P(K)=P: LET V=G(P,P)*G(P,P)+
B(P,P)*B(P,P)
 125 FOR J=1 TO K-1: LET Z=P(J)
 145 FOR I=1 TO K-1: LET O=P(I):
 LET X=G(Z,P)*G(P,O)-B(Z,P)*B(P,
O): LET Y=G(Z,P)*B(P,O)+B(Z,P)*G
(P,O): LET G(Z,O)=G(Z,O)-(X*G(P,
P)+Y*B(P,P))/V: LET B(Z,O)=B(Z,O
)-(Y*G(P,P)-X*B(P,P))/V
 180 NEXT I: NEXT J: NEXT K: RET
URN
5805 LET P(1)=C: LET P(2)=D: LET
 P(A)=CO: LET Z=0: FOR I=3 TO N
5830 LET Z=Z+1: IF Z=C OR Z=D OR
 Z=CO THEN GO TO 5830
5840 LET P(I)=Z: NEXT I
5855 IF CO=DO THEN GO TO 5905
5860 FOR J=1 TO A: LET G(DO,J)=G
(DO,J)+G(D,J): LET B(DO,J)=B(DO,
J)+B(D,J): NEXT J
5880 FOR I=1 TO A: LET G(I,DO)=G
(I,DO)+G(I,D): LET B(I,DO)=B(I,D
O)+B(I,D): NEXT I
5905 GO SUB 55
5915 LET G1=G(C,C): LET G2=G(C,D
): LET G3=G(D,C): LET G4=G(D,D):
 LET B1=B(C,C): LET B2=B(C,D): L
ET B3=B(D,C): LET B4=B(D,D): IF
X$="TG" THEN RETURN
6030 IF X$="Y" THEN GO TO 6105
6105 LET Z=G1: GO SUB 6700: PRIN
T "G11=";Z$,: LET Z=G2: GO SUB 6
700: PRINT "G12=";Z$: LET Z=G3:
GO SUB 6700: PRINT "G21=";Z$,: L
ET Z=G4: GO SUB 6700: PRINT "G22
=";Z$
6115 LET Z=B1: GO SUB 6700: PRIN
T "B11=";Z$,: LET Z=B2: GO SUB 6
700: PRINT "B12=";Z$: LET Z=B3:
GO SUB 6700: PRINT "B21=";Z$,: L
ET Z=B4: GO SUB 6700: PRINT "B22
=";Z$
6125 GO TO 6005
7350 LET N=A-1
```

COMANDĂ MAGNETICĂ

Pagini realizate de fiz. ALEX MĂRCULESCU





Vă apropiați de ușa de intrare a apartamentului (casei, magazinului, garajului dv. auto etc.) sau chiar de propriul automobil, atingeți discret un anumit loc sau punct — știut numai de dumneavoastră — cu un obiect banal, nebătător la ochi, dar „măsluit" puțin în prealabil, după cum vom vedea, și astfel oricît de sofisticatul dispozitiv de avertizare sonoră existent în interior este scos din starea de veghe pentru un interval dat de timp. Desigur, nu mai mult decît vă este suficient pentru a deschide în tihnă ușa/poarta/portiera, a pătrunde înăuntru și a acționa întrerupătorul interior de blocare, plasat și el într-un loc știut numai de cei în drept. Puteți evita astfel controversata opțiune pentru un comutator de „dezamorsare" plasat în exteriorul incintei păzite, soluție cu unele neajunsuri (cum ar fi depistarea relativ ușoară, acționarea nedorită a unor factori din mediul ambiant etc.), ca și varianta ceva mai complicată — dar nu întotdeauna cu rezultate sigure — de introducere a unei temporizări suplimentare, sub forma întîrzierii de anclanșare de la deschiderea efectivă a ușii (o cunoaște deja toată lumea).

Sugestia propusă în continuare permite intrarea instantanee în funcțiune a avertizorului, la orice deschidere neavizată a ușii, comanda de pornire fiind dată prin schimbarea stării contactelor respective de supraveghere (cu care este prevăzut dispozitivul existent). Ea se pretează, ca modificare extrem de simplă, practic la orice tip de avertizor, A, care este alimentat cu energie electrică de la o sursă de tensiune U (fig. 1). De regulă, instalația existentă este prevăzută cu un întrerupător general I1 pe circuitul de alimentare. În rest nu ne interesează modul concret de funcționare a avertizorului decît — dacă este cazul — să suprimăm eventuala temporizare de întîrziere prevăzută de constructor.

Ideea pe care o propun celor interesați este de a intercala în serie cu circuitul de alimentare (de pildă, între punctele a și a' din figura 1, după secționarea cuvenită în x) un întrerupător suplimentar, K1, plasat tot în interior, dar a cărui acționare sigură să fie posibilă din exterior, prin aplicarea unui cîmp magnetic de intensitate adecvată. Noul întrerupător K1 va fi cu contactele normal închise. Comanda magnetică are ca scop deschiderea acestor contacte, deci blocarea avertizorului prin întreruperea alimentării sale, pe o durată prestabilită de timp.

Această soluție, verificată cu bune rezultate, mi-a fost sugerată de apariția pe piață a unor comutatoare cu acționare magnetică. Pentru exemplificare voi menționa tastele ce echipează claviatura unor calculatoare personale și care la prima vedere par a fi niște push-butoane obișnuite, fără reținere (realizate în versiunea pentru implantare pe cablaj imprimat, cu pini, nu cu „gît" filetat și piuliță). La o analiză mai atentă veți constata însă că ele conțin un mic întrerupător cu contactele încapsulate într-un tub de sticlă (probabil vidat sau cu atmosferă protectoare de gaz inert), de genul contactelor „suple" ale releelor reed. În acest caz, însă, s-a renunțat la bobina clasică a releului (care necesită alimentare în curent) pentru acționarea contactului mobil; acesta, prezentînd o porțiune din material feromagnetic, poate fi deplasat în sensul dorit — de închidere a contactelor — prin simpla aplicare în imediata sa vecinătate a unui cîmp magnetic de intensitate adecvată (fig. 2). Restul vine de la sine: butonul pe care îl apăsăm, lăsîndu-ne impresia că închidem mecanic un circuit, nu face altceva decît să apropie un minuscul magnet de contactul mobil, cu limitarea cuvenită de cursă (impusă de protecția tubulețului de sticlă, dat fiind zelul cu care se efectuează în mod obișnuit această operație).

Cu acest mic secret deconspirat, nu ne mai rămîne decît să recuperăm un astfel de „tubuleț", să-l verificăm atent cu un ohmmetru și un magnet disponibil (atenție la orientarea cîmpului de comandă în raport cu poziția contactului mobil) și apoi să-l punem la treabă.

Pentru scopul propus avem nevoie însă de deschiderea unor contacte prin comandă magnetică, nu de închidere. Oricum, acest minireleu reed, prin „supletea" sa, nu ne-ar satisface mai mult ca sigur nici din punctul de vedere al curentului de rupere maxim admis (care bănuiesc că nu poate depăși, în general, ordinul sutelor de miliamperi).

Să considerăm în continuare exemplul unui dispozitiv de alarmă auto, care se alimentează direct de la acumulatorul mașinii (U = 12 V), avînd în starea de veghe un consum nesemnificativ, pentru a nu risca descărcarea bateriei la o staționare mai îndelungată. Vom presupune că portiera de acces (capota etc.) este „supravegheată" de către un întrerupător ce își schimbă ferm starea la închiderea-deschiderea acesteia, iar manevrei de deschidere îi corespunde intrarea instantanee în funcțiune a avertizorului sonor, fără ca la reînchiderea imediată avertizarea să înceteze (temporizare, funcționare repetată sau intermitentă, funcționare continuă etc., în funcție de

SURSĂ AUTONOMĂ

Dacă ați pățit cîndva necazul de a nu putea folosi un aparat de măsură, tester, verificator etc., tocmai cînd aveați mai mare nevoie de el, din motiv că v-a lăsat bateria, atunci veți aprecia, probabil, ca justificată sugestia de mai jos. Dacă nu, priviți-o ca pe un amuzament sau un pretext pentru a reaminti constructorilor începători unele principii de fizică, „vechi", e drept, dar care își mai găsesc încă aplicabilitatea în numeroase domenii ale tehnicii, chiar moderne.

Desigur, construirea unui mic stabilizator adecvat, cu alimentare de la rețea, nu mai constituie azi o problemă, dar în cele ce urmează am în vedere tocmai utilizarea „autonomă", în regim portabil (oriunde și oricînd) a respectivelor aparate. Și cum, de regulă, acestea au un consum redus de curent, iar tensiunea lor de alimentare nu depășește în general 9—12 V, rezultă că energia electrică absorbită în vederea unei măsurători ce durează doar cîteva secunde este și ea foarte scăzută.

Pentru concretizare, să luăm un exemplu numeric oarecum mediu din punct de vedere al consumului, anume cazul unei măsurători (testări) ce se efectuează bine în intervalul de timp t = 5 s, cu un aparat alimentat de la o tensiune continuă U = 9 V și care absoarbe din sursă un curent mediu de cca 5 mA = I. Formula cunoscută,

$$E = U \cdot I \cdot t \qquad (1)$$

ne conduce la un consum total de energie electrică:

$$E = 9\ V \cdot 5 \cdot 10^{-3}\ A \cdot 5\ s = 0{,}225\ W \cdot s = 0{,}225\ J$$

Dacă am fi considerat un curent necesar mai mare, I' = 10 mA, diminuînd însă cu o secundă timpul afectat măsurătorii, t' = 4 s, ar fi rezultat E' = 0,36 J.

Ideea pe care o propun este de a genera autonom această energie electrică și de a o înmagazina într-un condensator de capacitate adecvată, de unde să poată fi preluată în vederea măsurătorii, cu precauțiile impuse privind limitarea în tensiune.

O primă întrebare firească ar fi să vedem cam ce valoare minimă de capacitate C satisface condițiile impuse în exemplul de mai sus.

Pe baza formulei care exprimă energia electrică E (J) înmagazinată de un condensator cu capacitatea C (F), cînd este încărcat la tensiunea U (V),

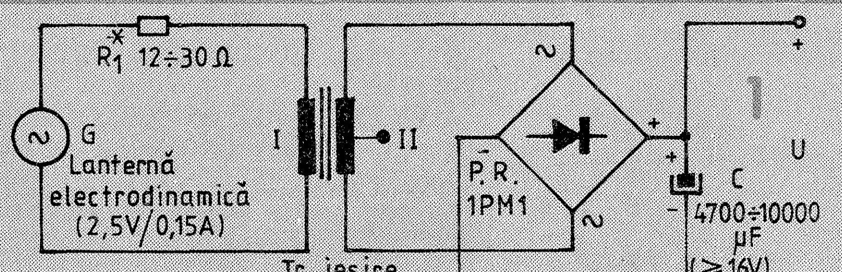
$$E = \frac{C \cdot U^2}{2} \qquad (2)$$

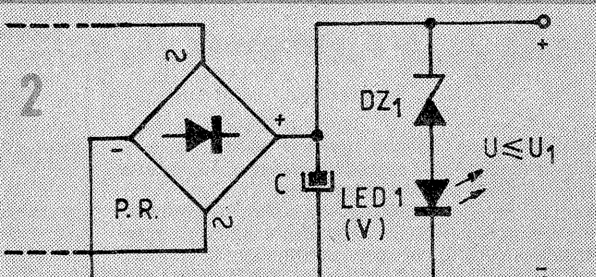
am fi tentați să răspundem prompt prin înlocuirile cuvenite:

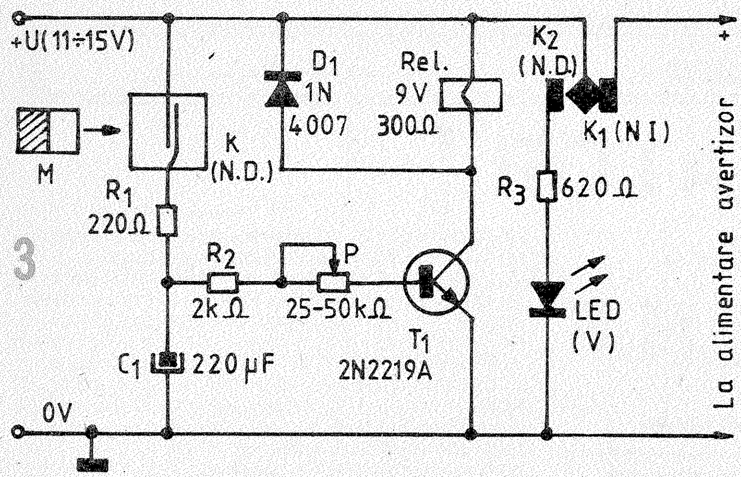
$$C \geq \frac{2 \cdot E}{U^2} = \frac{2 \cdot 0{,}225\ J}{81\ V^2} \approx 0{,}0055\ F = 5\,500\ \mu F.$$

Din nefericire, însă, nu putem exploata în scopul măsurătorii propuse întreaga energie înmagazinată astfel, căci aparatul în cauză va funcționa nesatisfăcător și chiar va înceta să funcționeze atunci cînd tensiunea la bornele condensatorului, în scădere, va atinge o anumită limită inferioară specifică.

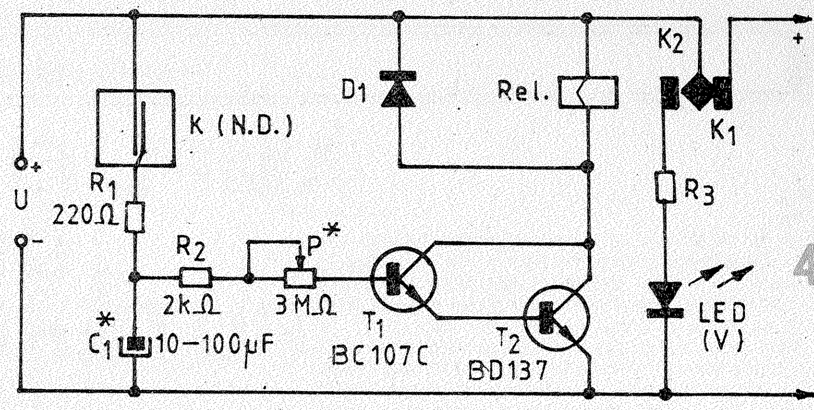
Pentru a nu renunța la idee, avem







3



4

concepția dispozitivului).

Curentul consumat de un astfel de avertizor poate atinge ușor ordinul amperilor (mai ales dacă se folosește ca traductor un claxon), deci o soluție rezonabilă este să folosim pe post de întrerupător auxiliar K1 contactele normal închise ale unui releu adecvat (cu anclanșare fermă la 9—10 V, pentru orice eventualitate și, de preferință, cu o rezistență a bobinei de cel puțin 250—300 Ω). În afara contactelor obligatorii K1, cu un curent de rupere acoperitor pentru modelul de avertizor existent, este de dorit ca releul ales să mai posede și o pereche de contacte normal deschise, K2. După cum vom vedea imediat, acestea pot servi la semnalizarea stării „anclanșat".

Revenind la idee, problema constă deci în a intercala contactele K1 în serie cu circuitul de alimentare a avertizorului și a concepe apoi un mic temporizator care să asigure — la o comandă magnetică de scurtă durată — anclanșarea fermă a releului și menținerea sa în această stare un interval de timp prestabilit, T (uzual de ordinul secundelor sau cel mult al zecilor de secunde).

În cazul exemplului considerat putem folosi pentru alimentarea temporizatorului aceeași sursă de tensiune, bateria mașinii (tensiune nominală 12 V, dar practic între 11 V sau chiar mai puțin și cca 14,5 V). Se impune, desigur, condiția ca montajul nostru adaptor să fie alimentat „înaintea" întrerupătorului I1, deci indiferent de poziția acestuia. În plus, temporizatorul va trebui să aibă și el un consum nesemnificativ în starea de repaus, cu releul neanclanșat, din același considerent de protejare a bateriei.

Cu toate aceste precizări făcute, vă propun ca o primă variantă schema banal de simplă din figura 3, care permite ușor obținerea unor durate maxime T pînă la ordinul zecilor de secunde. Intervalul maxim depinde de sensibilitatea releului (curentul consumat), de factorul beta al tranzistorului T1 (preferabil peste 150), ca și de valorile lui C1 și P. Reglajul fin în plajă se face din cursorul potențiometrului P.

Pentru o comandă magnetică „validă" (închiderea fermă a contactelor „suple" k), condensatorul C1 se încarcă aproape instantaneu la tensiunea U, cu limitare în curent, dar nesemnificativă în timp, prin R1 și simultan tranzistorul T1 intră în conducție, anclanșînd releul Rel. Este foarte util să știm dacă, într-adevăr, comanda a fost eficientă, pentru că mai pot apărea și surprize legate de durată, distanță, orientare, „îmbătrînirea" magnetului etc., motiv pentru care s-a prevăzut acționarea unui LED verde pe durata cît releul este efectiv anclanșat, folosind în acest scop contactele suplimentare normal deschise despre care am pomenit mai sus, K2. Este de la sine înțeles că acest LED va trebui astfel amplasat, în interior sau pe „frontieră", încît aprinderea lui să fie clar observabilă din exterior, dar numai pentru cine știe unde anume să-l caute din privire.

Cît despre contactul „suplu" k, el va fi amplasat în interiorul incintei supravegheate, la o distanță cît mai mică posibil de suprafața exterioară învecinată zonei de acces. De pildă, el poate fi aplicat, cu mascare corespunzătoare, în spatele unui geam, al unei plăci din lemn sau carton, în dreptul unui orificiu, în rama unui vizor etc. La probele efectuate am constatat că se pot transmite ușor comenzi ferme prin geamuri de sticlă cu grosimea de 5—6 mm, prin lemn sau alte materiale lemnoase groase de 12—16 mm, prin carton gros (hai Trabant!), cauciuc etc., folosind magnetul din ferită, tip inelar și cu armăturile corespunzătoare, care echipează unele modele de căști telefonice. Pentru că în „exploatarea" curentă se va utiliza, probabil, un magnet mai „slab" și de dimensiuni mai reduse (pentru a putea fi mascat, de pildă, într-un pix, într-o brichetă, breloc etc.), este indicat să se găsească o amplasare a contactelor traductoare k cît mai aproape de suprafața exterioară a „peretelui" despărțitor. Nu uitați probele prealabile de orientare și — dacă este vorba despre un geam (vitrină, fereastră, orificiu, parbriz etc.) — măsurile cuvenite de deghizare. În ipoteza că nu dispuneți de un releu suficient de sensibil ori că doriți, totuși, asigurarea unor intervale mai mari de temporizare (de ordinul minutelor), menționez că tranzistorul unic din schema propusă poate fi înlocuit printr-un dublet T1—T2 în cuplaj Darlington (eventual chiar un circuit Darlington monolitic, de putere adecvată), așa cum se arată în figura 4. În acest caz se pot asigura, chiar pentru relee cu un consum apreciabil de curent, temporizări cu durate mult mai mari. Valorile lui C1 și P se tatonează experimental în funcție de releu și tranzistoarele utilizate.

Constructorilor amatori interesați de această soluție le stau la dispoziție cu eventuale alte informații dorite, iar întreprinzătorilor particulari care intenționează să „valorifice" ideea le recomand să ia legătura în prealabil cu redacția.

---

la dispoziție două variante practice de soluționare, și anume:

1) fie mărim substanțial capacitatea condensatorului, astfel încît cantitatea de energie necesară măsurătorii să poată fi „extrasă" fără scăderea critică a tensiunii la bornele acestuia;

2) fie, dimpotrivă, vom folosi un condensator subdimensionat, în regim tampon, continuînd însă încărcarea lui pe parcursul măsurătorii.

Ar mai exista o soluție, extrem de atractivă, dar care ridică probleme serioase de materializare, în condiții de protecție deplină a aparatului și a operatorului: anume să încărcăm condensatorul la o tensiune mult mai mare decît cea necesară, crescîndu-i astfel pătratic energia înmagazinată. De pildă, un condensator uzual de filtraj, de 5 000 μF/63 V, încărcat la 60 V, ar acumula o energie de 9 J, iar unul mai special, de 10 000 μF/100 V, ar înmagazina, la U = 100 V, o energie de 50 J. Merită, deci, să ne gîndim și la aceasta. Producătorii industriali s-au gîndit demult.

Revenind însă la cele două soluții, ambele perfect posibile, vom menționa că opțiunea poate fi determinată și de natura măsurătorii în cauză (de pildă, dacă aceasta permite disponibilizarea unei mîini pentru acționarea mecanică a generatorului), ca și de posibilitatea procurării condensatoarelor de capacitate adecvată.

Să presupunem că am alege prima variantă, modificînd puțin datele problemei din exemplul nostru. Astfel, în locul tensiunii fixe de alimen-

(CONTINUARE ÎN PAG. 14)

UNITEST

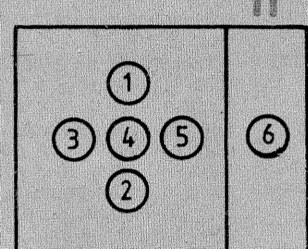
(URMARE DIN NR. TRECUT)

Este ușor de verificat — urmărind schema din figura 10 — faptul că ea îndeplinește toate condițiile impuse mai sus. Astfel, pentru diodă Dx neconectată sau întreruptă intern, apăsarea butonului B va lăsa în continuare stinse toate cele șase LED-uri. Pentru diodă Dx bună, conectată direct (anod la A, catod la C), semialternanța pozitivă este condusă via D1, LED1—LED5, D3 și Dx, iar semialternanța negativă este blocată chiar de către Dx. Situația va fi deci marcată optic prin aprinderea celor cinci LED-uri roșii, care vor fi dispuse astfel încît să „deseneze" semnul „+".

Pentru o diodă Dx bună, dar conectată invers la borne (catod la A, anod la C), semialternanța pozitivă este interzisă de însăși Dx, pe cînd semialternanța negativă este condusă via D2, LED5—LED3, LED6, R2 și Dx. Prin urmare, situația va fi semnalizată prin aprinderea a trei dintre cele cinci LED-uri roșii, dar și a unui alt LED auxiliar (6), preferabil de altă culoare. Evident, cele trei LED-uri roșii (3, 4, 5 — indiferent de ordinea lor în lanțul serie) vor servi la „desenarea" simbolului „—", fiind plasate pe linia orizontală a aranjamentului ales, de pildă acela din figura 11.

Deși a intervenit deja în mod necesar, dar fără să ne deranjeze prea mult), LED-ul auxiliar 6, de culoare diferită, a fost prevăzut în montaj pentru a marca distinct ultima situație posibilă, anume aceea de „scurtcircuit" între bornele A—C (diodă Dx străpunsă sau componentă de altă natură, cu conducție bună și sensibil egală în cele două

11



sensuri). Dispărînd astfel posibilitatea de selectare (blocare) a unei semialternanțe de către însăși dioda de verificat, montajul le va conduce pe ambele, și anume semialternanța pozitivă via D1, LED1—LED5, D3, Dx, respectiv semialternanța negativă via D2, LED5—LED3, LED6, R2, Dx. Prin urmare, vor ilumina în această situație toate cele cinci LED-uri roșii, dar și LED-ul auxiliar 6, care precizează că nu avem de-a face cu o diodă Dx bună, conectată direct, ci cu cazul menționat de „scurtcircuit".

Cei ce doresc să aprofundeze acest montaj simplu vor deduce ușor rostul diodei auxiliare D3, ca și al rezistenței suplimentare de limitare, R2. Ei vor mai observa, de asemenea, că în ultima situație descrisă („scurtcircuit" A—C), LED-urile 3, 4 și 5 iluminează mai intens decît celelalte, datorită faptului că ele conduc pe parcursul ambelor semialternanțe. Dacă aceasta îi deranjează, nu au decît să-și imagineze o soluție simplă de compensare.

Noi nu o vom face aici, în schimb vom menționa faptul că toate variantele de tester descrise mai sus prezintă inconvenientul major de a necesita alimentarea cu tensiune alternativă, deci de a fi, aparent, dependente de rețea. Într-adevăr, doar aparent, căci nimic nu ne împiedică să atașăm unitesterului ales un mic generator (convertor, oscilator) care să furnizeze o tensiune alternativă adecvată, cu alimentare de la baterii. Problema este destul de simplă, deoarece avem de-a face cu un consum redus de curent (sub 20 mA, în cazul variantelor cu LED-uri), nu se impun nici forme riguroase de semnal și nici frecvențe foarte stabile, iar tensiunea obținută (peste un anumit prag minim necesar) poate fi adaptată prin alegerea adecvată a rezistențelor de limitare. Este, totuși, important să ne asigurăm de eliminarea posibilelor „vîrfuri" din tensiunea alternativă rezultată, care altfel ar pune în pericol integritatea diodei de verificat, ca și a LED-urilor din tester. Din păcate, mi-a „amintit" acest aspect tocmai un astfel de incident.

AMPLIFICATOR DE PUTERE H.F.

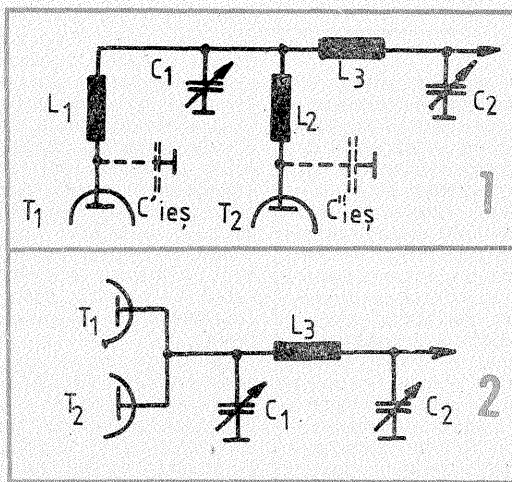
Ing. CLAUDIU IATAN, YO8AKA

Stațiile de emisie de radioamator, față de stațiile de radiodifuziune, trebuie să fie capabile să lucreze pe orice frecvență din cadrul fiecărei benzi alocate. Acest lucru se poate realiza dacă sînt cunoscute cîteva noțiuni de bază.

Este știut că în prezent radioamatorii folosesc în stațiile lor sub forma unui bloc unic atît emițătorul cît și receptorul, așa-numitul „transceiver". Comoditatea și rapiditatea de a opera cu o astfel de stație sînt bine cunoscute. Ele au și dezavantajul că cele mai multe au puteri mici în regim de emisie 5—40 W, stațiilor de clasa II le este permis 100 W, iar cele de clasa I pot lucra cu 400 W. De aceea este justificat ca pe lîngă transceiver să se folosească suplimentar un amplificator de putere. La construirea amplificatorului trebuie să alegem între tranzistor sau tub electronic. Sigur, tranzistorul a dovedit prioritate față de tub în multe construcții radiotehnice. Totuși construirea unui amplificator cu tranzistoare ridică probleme greu rezolvabile în practica radioamatoricească. În primul rînd, nu se găsesc pe piață tranzistoare de I.F. de mare putere. Apoi tranzistoarele construite în acest scop sînt extrem de critice la stabilirea regimului de lucru. O abatere chiar de scurtă durată a regimului de la cel nominal duce la distrugerea tranzistorului. Luînd în considerare cele menționate mai sus, urmează să ne construim amplificatorul cu tuburi. Nu este deloc de neglijat și ce tub vom alege pentru amplificatorul respectiv. Cele mai răspîndite tuburi la noi sînt cele de producție sovietică din blocurile de deflexie ale televizoarelor, cum ar fi: G—807, GU—50, apoi 6P13S, 6P36S, 6P45S ș.a. Mai sînt și tuburile metalo-ceramice, dar nu sînt justificate economic pentru puterile autorizate la noi.

Utilizînd două-trei tuburi conectate în paralel sau în contratimp, putem obține puterea necesară. Randamentul va fi mai scăzut în benzile superioare celei de 21 MHz, și în special de 28 MHz. Aceasta se explică prin micșorarea considerabilă a impedanței echivalente la rezonanță a circuitului ce o notăm cu Re,r pe frecvențe mai înalte, din cauza micșorării inevitabile a raportului valorilor inducției și capacității elementelor circuitului acordat — cum se știe, acest raport L/C determină valoarea Re,r a circuitului.

Explicația este următoarea: pe frecvențele înalte, pentru obținerea rezonanței, trebuie să se micșoreze și inductanța (L) și capacitatea (C) ale circuitului. Pînă la o anumită frecvență, aceasta se poate realiza proporțional, păstrînd neschimbat raportul L/C. Capacitatea se poate micșora pînă se ajunge la capacitatea „parazită" a montajului, dintre spirele bobinelor, precum și capacitatea de ieșire a tubului (lucrul esențial). Capacitatea generală a circuitului nu poate fi mai mică decît suma acestor capacități. În acest caz, nu se mai poate „umbla" la raportul L/C pentru a mări pe Re,r, calitatea circuitului scade, o dată cu acesta scade brusc și amplificarea în banda de 28 MHz în special. Din acest motiv, un amplificator liniar echipat cu patru GU—50 nu poate lucra mulțumitor în banda de 28 MHz, iar acordul realizat este un acord fals, care duce la perturbații TV. La folosirea tubului în regim de „curent", nivelul componentelor armonice este mai mic, ceea ce micșorează substanțial perturbațiile TV. La o tensiune anodică scăzută tubul debitează o putere mică, iar creșterea curentului anodic pentru a mări puterea se poate face numai în limita prescrisă de fabricant, astfel că tubul nu mai lucrează liniar și produce perturbații TV. Deci, pentru obținerea puterii dorite, se impune folosirea mai multor tuburi, de obicei conectate în paralel. În acest caz, capacitățile de ieșire a tuburilor se însumează, ceea ce duce la o scădere și mai mare a Re,r. Dacă tuburile alese au capacitate mare de ieșire nu se mai poate realiza practic circuitul de rezonanță în benzile superioare — inductanța oricărei bobine va fi prea mare pentru a se ajunge la rezonanță. Problema are rezolvare, realizînd în alt mod circuitul de acord (filtrul π), așa cum reiese din figura 1. Schițat sînt arătate cele două tuburi T1 și T2 (pot fi și mai multe) și în al căror anod sînt conectate bobinele L1 și L2. Inductanțele bobinelor sînt astfel calculate ca, pe benzile superioare, acestea împreună cu capacitățile de ieșire ale tuburilor C'ieș. și C"ieș., precum și cu capacitatea condensatorului C1 să formeze circuitul π. De aici reiese că în paralel sînt uniți nu anozii tuburilor, ci ieșirile filtrelor și însumarea capacităților de ieșire a tuburilor nu are loc. În această situație, circuitele L1 C'ieș. C1 și L2 C"ieș. C1, cu ajutorul condensatorului variabil C1, se pot acorda în limite mici, suficient totuși pentru acoperirea benzilor de 21 și 28 MHz. La circuitele π conectate paralel mai este conectat încă un circuit π comun, în care intră același condensator C1, bobina de inductanță L3 și condensatorul variabil C2. Dacă se lucrează cu liniarul numai în benzile inferioare, atunci filtrul π este cel clasic (figura 2) deoarece capacitățile de ieșire ale tuburilor au valori neglijabile pentru aceste frecvențe.



După considerentele și principiile expuse mai sus a fost realizat amplificatorul de putere a cărui schemă de principiu este dată în figura 3. Amplificatorul este echipat cu trei tuburi GU—50 după schema cu grilele la masă și care pentru puterea maximă de 400 W este suficientă o excitație din transceiver de cca 30 W. Schema cu grilele la masă este recomandată prin faptul că nu cere circuite suplimentare la intrarea amplificatorului — impedanța de intrare este mică și se adaptează bine cu impedanța cablului coaxial ce leagă transceiverul de acesta. În afară de aceasta, amplificatorul cu tuburi, după schema cu grilele la masă, este foarte stabil în funcționare. Semnalul de excitație din trasceiver se injectează în intrarea amplificatorului prin intermediul cablului coaxial la mufa coaxială X1. La pornire, prin contactele releului R1, R'/1, semnalul este aplicat pe catozii tuburilor T1—T3. În regim de emisie, perechea de contacte de la unul din releele transceiverului prin borna X2 este la masă, grilele de comandă ale tuburilor T1—T3 și grilele 3 sînt puse la masă prin diodele D14—D15. Semnalul se amplifică de către cele trei tuburi și se pune în evidență pe filtrul π, format din inductanța bobinelor L1—L4, capacitatea condensatoarelor variabile C3 și C7.

Lucrul pe diferite benzi se realizează cu ajutorul comutatorului K1, care trebuie să fie de bună

UNDAMETRUL: CONSTRUCȚIE ȘI UTILIZARE

Ing. LIVIU MACOVEANU, YO3RD,
maestru al sportului

(URMARE DIN NR. TRECUT)

UNDAMETRUL MODULOMETRU

Din categoria undametrelor cu absorbție (undametrele statice) face parte și acela descris aici. Spre deosebire de altele, acesta este ceva mai complicat, deoarece el oferă mai multe posibilități de măsurare. Astfel, cu acest undametru se pot efectua următoarele operații: 1 — măsurări de frecvențe; 2 — măsurări de cîmp de radiație de radiofrecvență; 3 — măsurări ale gradului (procentajului) de modulație în amplitudine al unui radioemițător; 4 — monitor de modulație de amplitudine, la radioemițătoare.

Schema aparatului este dată în figura 1.

Sensibilitatea undametrului este mare, întrucît în montaj se folosește un microampermetru magnetoelectric de 50 microamperi, ca instrument indicator. Circuitul rezonant al undametrului este alcătuit din bobina L, interșanjabilă, comutatorul cu două poziții K1, condensatorul variabil cu dielectric aer C2, de 50 pF, condensatorul trimer cu dielectric mică sau ceramic C3, de 22—25 pF, și condensatorul fix cu dielectric mică sau ceramic C4, de 15 pF.

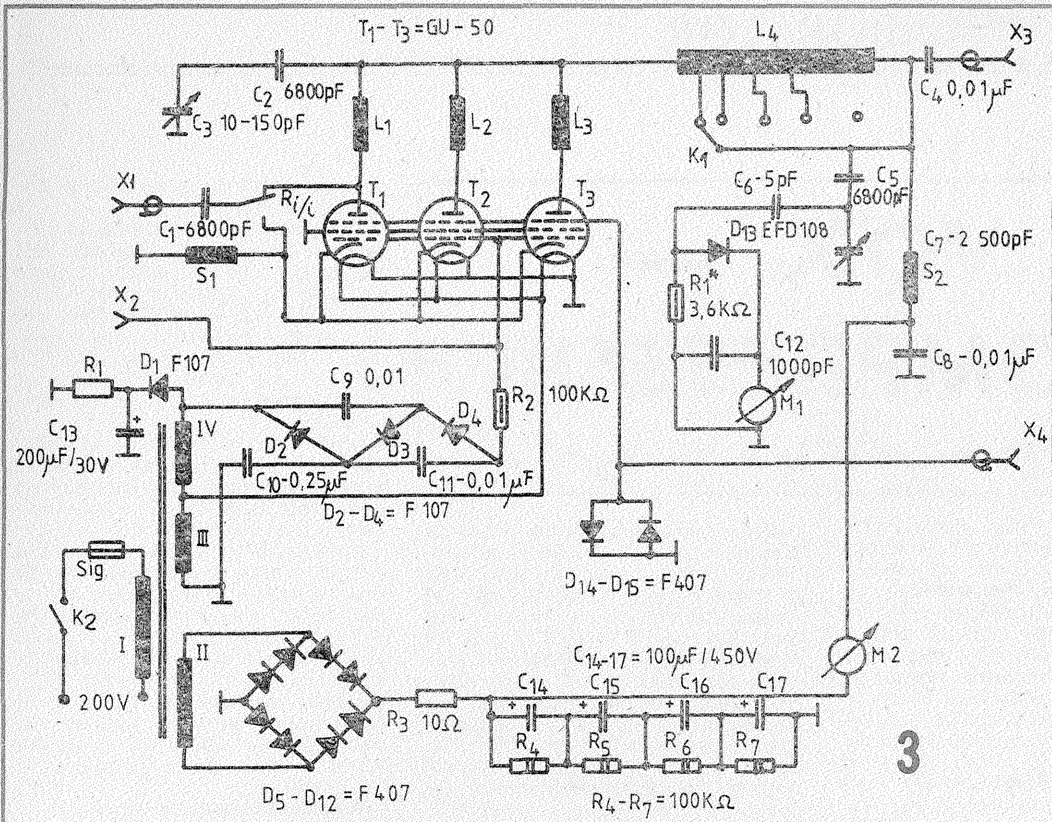
Măsurările se efectuează de obicei cu comutatorul K1, pe poziția 1, ca în schemă. Dacă se dorește o extindere mai mare a domeniului de măsurare, spre frecvențe mai ridicate, se va trece comutatorul K1 pe poziția 2. Curentul de radiofrecvență care apare în circuitul rezonant, o dată cu cuplarea bobinei L la ieșirea unui radioemițător, va circula spre dioda semiconductoare D1 (1N34, EFD108 sau oricare alte analoge) și, după redresare și filtrare cu condensatorul C5 de 10 000 pF, cu mică, și limitare cu rezistorul R1, chimic, de 20 kΩ-0,5 W, se va dirija spre circuitul format din rezistorul R2, chimic, de 70 kΩ-0,5 W, prevăzut cu comutatorul K3 și apoi, prin comutatorul K2, cu două poziții, spre microampermetrul µA de 50 µA șuntat cu condensatorul fix C7, cu mică, sau ceramic, de 1 000 pF. Dar curentul redresat de dioda D1 se poate dirija și spre circuitul format din condensatorul fix C6, de 0,25 µF, cu dielectric polistiren sau hîrtie, rezistorul R3, chimic, de 10 kΩ-0,5 W, și dioda D2 (1N34, EFD108 etc.), ajungînd la contactul 2 al comutatorului K2.

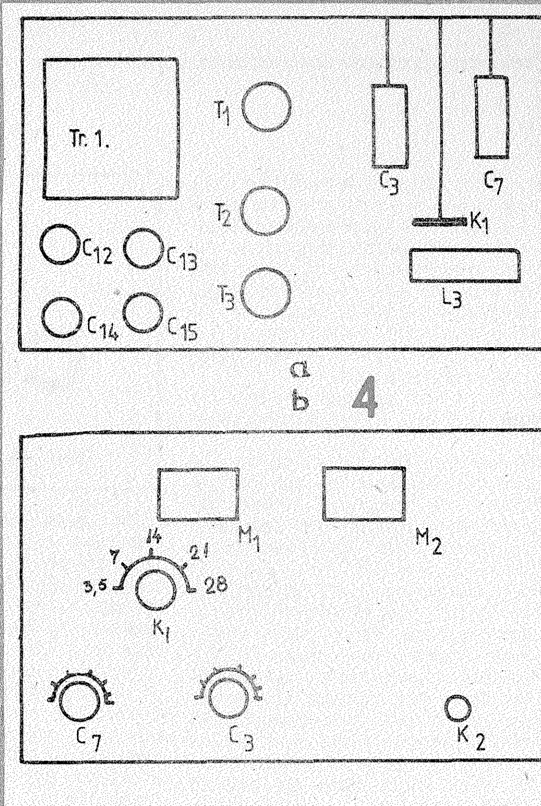
Aparatul este prevăzut cu o bornă I, conectată la condensatorul ceramic C1, de 10 pF. În această bornă, pentru anumite măsurări, se poate conecta fie o mică antenă verticală cu lungimea de 50 cm, fie o antenă exterioară de orice lungime.

Undametrul se va etalona pentru fiecare din cele 7 bobine de care dispune, necesare diverselor benzi de radioamatori, cuprinse între 1,75 MHz și 30 MHz, precum și una specială pentru gama de 56 MHz, deoarece această gamă, care nu este admisă la noi în țară în prezent, se folosește totuși în multe alte țări.

Etalonarea scalei sau butonului undametrului se va realiza cu ajutorul unui radioemițător etalonat sau al unui generator de radiofrecvență tip heterodină, de asemenea etalonat, sau întrebuințînd simultan un alt undametru etalonat, după cum a fost descris în articolul precedent. Dacă radioemițătorul este destul de puternic, nu este nevoie ca bobina undametrului să fie cuplată cu aceea a emițătorului, ci este suficient să se introducă mica antenă lungă de 50 cm în borna I a undametrului și apoi aceasta să se apropie la o oarecare distanță de fiderul antenei emițătorului.

Pentru etalonare, ca de altfel și pentru măsurări de frecvențe, undametrul se va manipula astfel: se acordă condensatorul C2, pînă ce se obține deviația maximă a acului microampermetrului, comutatorul K1 fiind pe poziția 1, iar K3 deschis, ca în schemă, folosindu-se una din bobinele necesare pentru o anumită bandă. Eventual, dacă frecvența care se măsoară nu se înscrie în scala undametrului, se va trece comutatorul K1 pe poziția 2 și se va încerca din nou măsurarea. Dacă nici atunci acul microampermetrului nu indică nimic, rezultă că bobina folosită nu este corespunzătoare, schimbîndu-se cu alta. Trebuie de altfel





calitate. De la ieșirea circuitului, semnalul amplificat prin mufa coaxială X3 ajunge la filtrul ce alimentează antena. După condensatorul C6, o mică parte a semnalului de I.F., după ce este redresat de dioda D13, este măsurat de microampermetrul M1. Mărimea semnalului se determină cu ajutorul rezistorului R1, astfel că în banda de 80 m acul instrumentului să bată aproape la capăt de scală. Cel de-al doilea instrument M2 este un miliampermetru care măsoară curentul anodic al tuburilor.

În regim de recepție, grilele de comandă ale tuburilor se deconectează de la masă și la acestea, prin rezistorul R2, se aplică tensiunea negativă care blochează tuburile (de la redresorul cu diodele D2—D4 după o schemă cu triplare de tensiune). Semnalul captat de la mufa X3 prin circuitul C4, L4, L3 și capacitatea anod-grila 3 a tubului T3 ajunge la mufa coaxială X4, de aici, prin cablul coaxial, se aplică la intrarea părții de recepție a transceiverului, așa cum este spre exemplu la UW3DI... Diodele cu siliciu D14—D15 la niveluri mici ale semnalului au o rezistență mare și practic nu influențează funcționarea în acest mod de recepție. Cînd amplificatorul este întrerupt, releul declanșează și prin contactele lui R¹/₁ și condensatorul de separație C1, semnalul din transceiver în regim de emisie ajunge pe anodul tubului T1, lucrîndu-se în acest caz fără liniar. Filtrul π, care în acest caz este compus din L1, L4 și condensatorul C7, îndeplinește funcția de adaptor și de filtru suplimentar „trece-jos". Șasiul se realizează din tablă de aluminiu de 2 mm grosime. Mărimea șasiului cît și a panoului frontal este determinată de gabaritul pieselor ce le are fiecare la îndemînă. Bobinele L1—L3 sînt fără carcasă, au un diametru de 15 mm și conțin cîte 6 spire fiecare, din conductor CuEm Ø 1,5 mm, iar lungimea de bobinaj este de 25 mm. Bobina L4 se realizează pe o carcasă de calit sau porțelan cu diametrul de 40 mm și conține 24 de spire cu prize la spirele 3, 5, 8 și 14 conductor CuEm Ø 1,5 mm și pas de 2 mm. Șocurile S1 și S2 sînt bobinate pe carcase din același material ca L4, cu diametrul de 15 și, respectiv, 20 mm. Șocul S1 conține 24 de spire, pasul de bobinare 1,5 mm, iar S2 conține 66 de spire, bobinaj progresiv pe o lungime de 80 mm, ambele cu conductor CuEm Ø 0,64 mm. Condensatoarele C1, C2, C5, C8 sînt cu mică și tensiunea de lucru de minimum 1 000 V, C4 cu mică sau ceramic, tensiunea de lucru 2,5 kV. Transformatorul Tr. 1 conține patru înfășurări: I — înfășurarea de rețea; II — înfășurarea pentru înaltă tensiune; III — înfășurarea de filamente; IV — înfășurarea de alimentare a releului. Acest amplificator poate debita o putere între 100 și 400 W, iar transformatorul se va dimensiona funcție de clasa de autorizare.

Înainte de a începe reglajul, din tuburile avute la dispoziție se va alege un set cu parametri identici — în acest caz puterea disipată pe anozii lor se va distribui uniform. Reglajul începe prin tatonarea inductanțelor bobinelor L1—L3 în gama de 28 MHz, pe o sarcină artificială, sau un bec cu incandescență de putere convenabilă. Tatonarea bobinelor se face prin schimbări succesive ale numărului de spire, precum și apropiind sau depărtînd spirele pentru obținerea puterii maxime. Este bine să se folosească un undametru cu absorbție pentru a nu cădea în greșeala de a face acordul pe o frecvență armonică, pentru că de reușita acestor bobine depinde buna funcționare a amplificatorului în benzile superioare. După aceea se tatonează prima spiră de pe priza bobinei L4 pentru maximum de putere. Pentru celelalte benzi reglajul constă în tatonarea prizelor de pe bobina L4, tot după criteriul de mai sus. Curentul total al tuburilor cu circuitul acordat la rezonanță pe toate benzile nu trebuie să fie mai mare de 360, maximum 400 mA, la o tensiune anodică în sarcină (cu amplificatorul în regim de lucru) de 1 000 V. Respectînd toate aceste amănunte și cu o execuție îngrijită, cu acest amplificator se poate lucra în banda de 28 MHz fără a produce perturbații TV. În figura 4 a,b sînt date o variantă de amplasare a pieselor principale pe șasiu și comenzile de pe panoul frontal.

Puterea acestui amplificator poate varia între 100—400 W. Orice etaj final se caracterizează prin puterea absorbită de la sursa de alimentare anodică (input) și de puterea utilă de radiofrecvență ce este injectată în fiderul antenei (output).

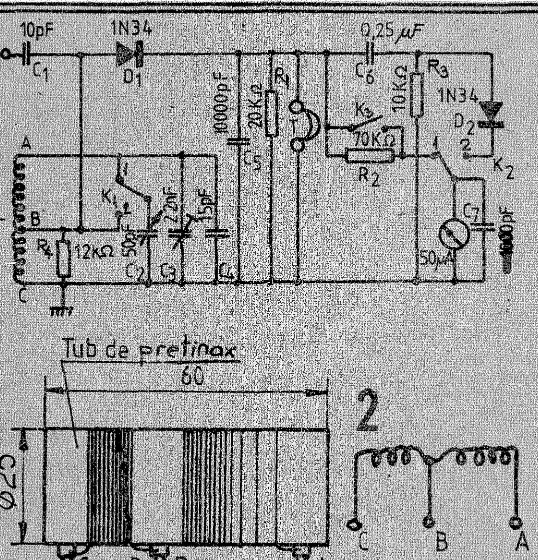
Cei doi parametri sînt dați de relațiile:

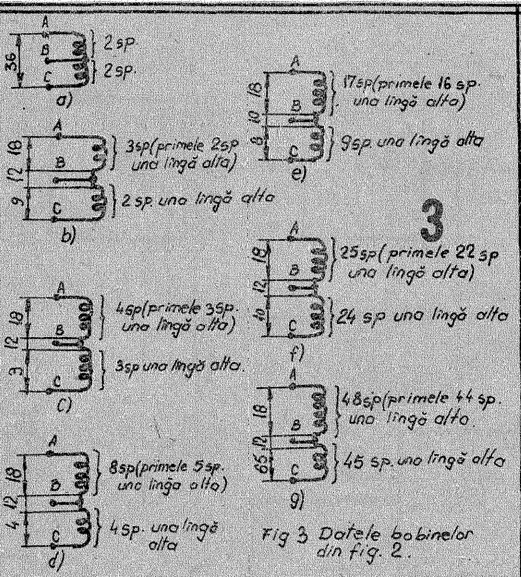
1) $P_a = E_a I_{Ao}$ și 2) $P_u = \frac{1}{2} U_a I_a$

E_a — tensiunea continuă de alimentare;
I_{Ao} — valoarea componentei continue a curentului anodic;
U_a — amplitudinea tensiunii anodice alternative;
I_a — amplitudinea componentei alternative a curentului anodic.

Mai există un parametru (puterea disipată) dat de relația 3) $P_d = P_a - P_u$. Fabricantul spune că P_d cît și I_{Ao} nu pot fi mărite față de datele de catalog. În schimb, tensiunea E_a poate fi luată mai mare cu 50% mai ales atunci cînd se lucrează în modul A1 sau A3D. Presupunem că avem un amplificator liniar, echipat cu tubul SRS455. În catalog găsim pentru acest tub datele: E_A = 2 000V; I_{Ao} = 200 mA; P_U = 275 W; P_d = 125 W.

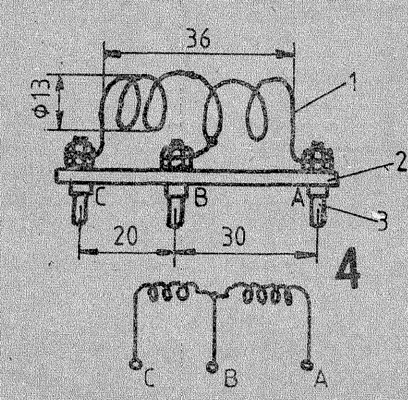
Introducînd datele în formula (1), obținem P_a = = 400 W; introduse în formula (3) se verifică egalitatea, adică 125 W = 400 W — 275 W.





menționat că toate aceste bobine, datorită faptului că C2 are o capacitate relativ mică, nu acoperă domenii de frecvențe prea largi, acestea situîndu-se doar cu cîțiva megahertzi de o parte și de alta a benzilor de radioamatori.

(CONTINUARE ÎN PAG. 23)



VOX — COMPRESSOR

Prof. N. CODÂRNAI, YO3ZM, ing. M. CODÂRNAI, YO3CZM

În traficul de radioamatori se utilizează foarte des sistemele de compresie vocală în vederea îmbunătățirii raportului semnal/zgomot la recepție. În continuare este prezentată o schemă de compresor de dinamică completat cu un sistem de comutare automată emisie-recepție a antenei (VOX) și intrări și ieșiri pentru comenzi auxiliare.

Pentru o mai ușoară înțelegere a funcționării este dată o schema-bloc (fig. 1).

Primul bloc după intrarea de microfon este, evident, un etaj preamplificator de microfon (PAM) de zgomot redus. Acest etaj folosește două tranzistoare complementare BC413—BC415 (BC109—BC178) într-un montaj mai puțin utilizat, colector în colector și intrare comună în ambele baze. Amplificarea etajului este foarte mare, peste 3 000.

Această valoare mare a amplificării se datorează faptului că fiecare dintre tranzistoare, în semialternanța în care se deschide mai mult, are ca sarcină, în colector, rezistența dinamică mare, prezentată de celălalt tranzistor, care tinde să se blocheze. Din această cauză este necesar ca etajul sau etajele pe care le atacă să aibă o impedanță proprie de intrare foarte mare (sute de kΩ). Una din condiții ca zgomotul la ieșirea preamplificatorului să fie minim este ca valoarea rezistenței echivalente a generatorului de semnal (pentru tranzistoarele din seria BC109—BC178, BC413—BC415) să fie cuprinsă între 2 kΩ și 10 kΩ. S-a ales R1=6,8 kΩ și R2=2,2 kΩ, valori care respectă condiția impusă, indiferent de valoarea de impedanță proprie a microfonului, și în același timp micșorează influența brumului cules de la intrare. Altă condiție pentru zgomot propriu minim este ca valoarea curentului de colector al tranzistoarelor T1 și T2 în punctul static de funcționare să se situeze în gama 10 μA și 600 μA. Acest deziderat se va realiza din tatonarea rezistențelor R3 și R4 astfel încît căderea de tensiune pe rezistențele R6 sau R7 să fie în jurul a 60 mV. Se vor alege pentru preamplificator tranzistoare cu factori de amplificare în curent (β) cît mai apropiați. De asemenea, din tatonarea celor două rezistențe se va urmări ca potențialul de ieșire al amplificatorului operațional A1 să fie de aproximativ 5—5,2 V. Rezistențele R6 și R7 mai au rolul de a introduce o ușoară reacție negativă de curent, aducînd o îmbunătățire în privința stabilității termice și a micșorării zgomotului la ieșire, aceasta în detrimentul unei scăderi mici a amplificării semnalului de microfon.

Condensatoarele C3 și C4 micșorează amplificarea la frecvențe supraauzibile, scăzînd riscul autooscilației.

De la ieșirea preamplificatorului de microfon PAM, semnalul este dirijat și procesat pe două căi. Una este cea a VOX-ului (LS, M, CRA—CPA, PA), iar cea de-a doua este aceea de compresie dinamică pînă la ieșirea spre modulator (C, AS, RC, PA, AE). Se observă că unul din blocuri PA (poartă audio) este comun ambelor căi.

Pe calea de VOX propriu-zisă, semnalul este amplificat și limitat prin LS și aplicat, prin intermediul tranzistorului T3, monostabilului M realizat cu A2. Acesta din urmă se găsește cu ieșirea la masă pînă la aplicarea unui semnal la intrarea de microfon. După apariția semnalului în acest lanț, tranzistorul T3 scurtcircuitează condensatorul C11 și intrarea inversoare a amplificatorului operațional A2 la masă. Din acest moment, ieșirea A3 comută spre tensiunea de alimentare și se menține în această stare încă 0,2—0,3 s după dispariția comenzii vocale. Constanta de timp de menținere este dată de grupul R14, C11. Valoarea acestei constante de timp, convenabilă fiecăruia dintre constructori, se va ajusta prin mărirea sau micșorarea rezistenței R14, după preferință.

Semnalul de la ieșirea monostabilului este aplicat comenzii releului de antenă CRA și comenzii porții de audio CPA, ambele cu constante de revenire diferite, respectiv $\tau 1$ și $\tau 2$.

Comanda releului de antenă se face rapid, acesta făcînd trecerea antenei de pe recepție pe emisie (RX—TX).

După anularea comenzii, releul de antenă nu cade imediat, ci după o durată de timp $\tau 1$ ($\tau 1 > \tau 2$). Constanta de timp $\tau 1$ este dictată de grupul R18—R19, C17.

Comanda porții de audio se face întîrziat cu constanta $\tau 2$ prin D6, R37, C18 cu acționare peste un prag de 5,7 V (valoare dată de sumarea căderii de tensiune pe joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T6 și diferența de potențial între catodul și anodul diodei Zener D9). Revenirea în starea inițială, după anularea comenzii, se realizează într-un timp mult mai scurt, $\tau '2$ (C18 — prin D7 și A3 la masă). Este necesar a fi realizată condiția $\tau 1 > \tau '2$ și $\tau 2$ mai mare decît durata de la comanda electrică a releului de antenă și pînă la comutarea contactelor sale în poziția TX, pentru a evita ca etajul final al emițătorului să lucreze fără sarcină (în cazul de față antena). În cazul în care se lucrează cu TX—CW, comanda releului de antenă se va da pe perechea de contacte exterioare c-d. Pentru lucru în MP sau MF, din borna P, se va prelua un semnal logic 0 V—12 V pentru a valida sau invalida în lanțul de RF al TX-ului semnalul purtător.

Blocul de compresie dinamică are în compunerea sa diodele D2—D3—D4, rezistențele R21—R22—R23—R24, precum și condensatoarele C6—C9—C12. Rezistența R21 și rezistențele dinamice ale diodelor D2 și D3 realizează un divizor rezistiv din care se culege semnalul audio prelucrat. Dioda D4 are rolul de redresare a semnalului provenit de la amplificatorul separator AS (A3 — care închide bucla de compresie) prin intermediul condensatorului C12. Odată redresat, acesta este filtrat cu condensatorul C9 și aplicat ca tensiune conținută pe anodul diodei D3. Această tensiune continuă, cu variații în funcție de nivelul de vîrf al presiunii acustice din microfon, mărește sau micșorează rezistența dinamică a diodelor D2 și D3.

De la ieșirea amplificatorului operațional A3, semnalul procesat este trecut prin C19 spre poarta de audio ce are în alcătuire D10—D11, R33—R34, R35—R38, C21. Validarea de trecere a semnalului spre amplificatorul de ieșire AE se face prin apariția unui potențial apropiat de cel al masei în colectorul tranzistorului T6.

Amplificatorul de ieșire AE realizat cu amplificatorul operațional A4 mărește semnalul de audiofrecvență compresat pînă la o valoare suficientă unei modulări.

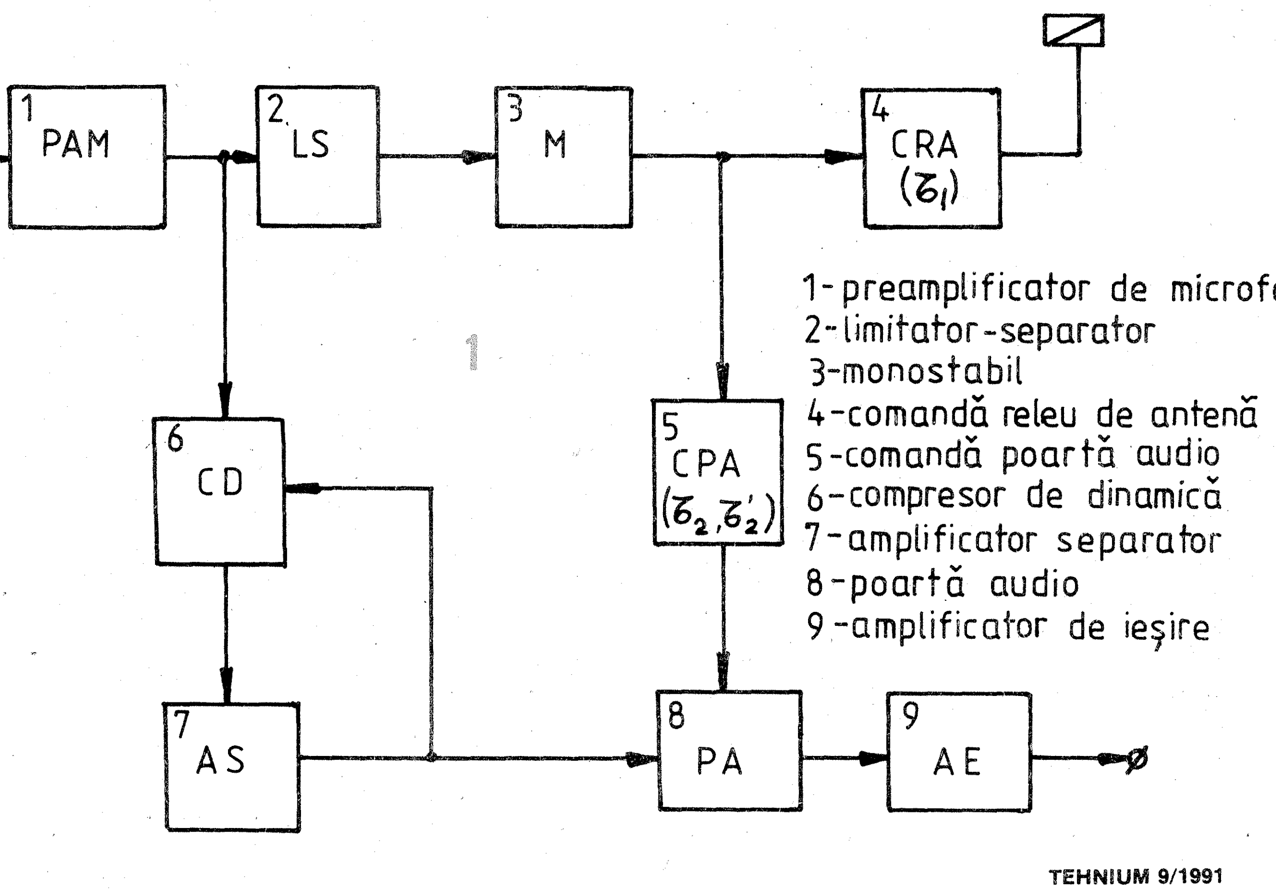
Punerea în funcțiune a unui asemenea montaj nu necesită reglaje mai deosebite în afara tatonării rezistențelor specificate anterior. O ajustare, după preferință, a nivelului de compresie se poate executa din potențiometrul semireglabil R31. Circuitul rezonant L1, C23 este un filtru „dop" pentru semnale cu frecvențe de 500 kHz (frecvența semnalului pentru mixarea BLD—PS).

Amplificatoarele operaționale A1, A2, A3, A4 fac parte din circuitul integrat βM324, ceea ce conferă o mare flexibilitate în proiectarea circuitului imprimat și posibilitatea de a realiza un montaj de dimensiuni destul de reduse.

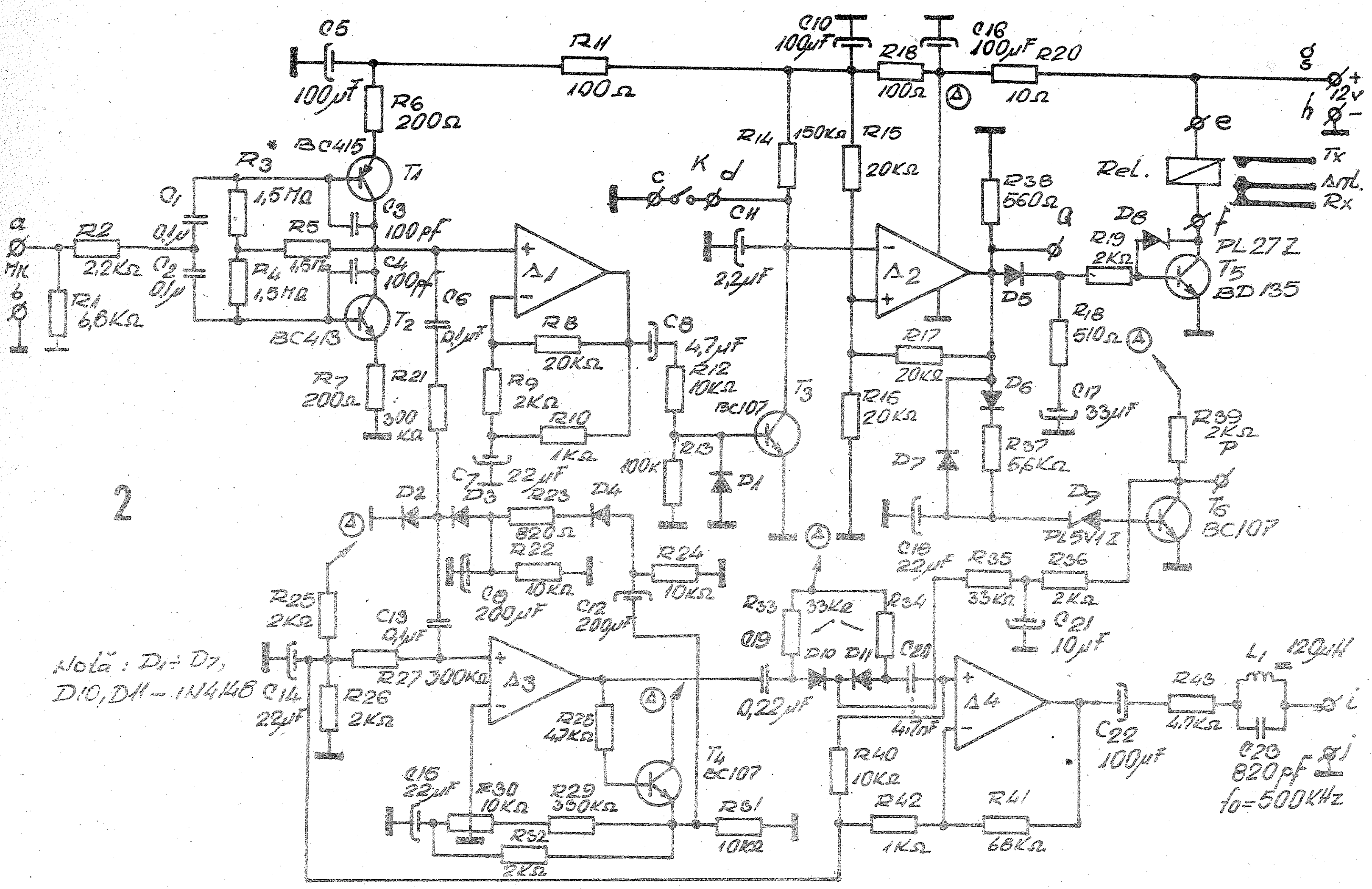
Compresia obținută este de aproximativ 15 dB, mai mult decît suficient pentru a obține o îmbunătățire a calității la recepție.

Montajul se mai poate completa facultativ cu dispozitive optice de semnalizare (LED-uri) a anclanșării și dezanclanșării releului de antenă (dacă acesta posedă contacte suplimentare) sau a deschiderii sau blocării porții de audiofrecvență. Contactul K (exterior) permite, prin închiderea sa, posibilitatea de verificare a gradului de compresie, semnalul audio procesat regăsindu-se în permanență la ieșirea spre modulator.

Din punctele P și Q se pot culege semnale logice pentru diferite comenzi, semnalizări etc. în blocurile ce succed acest VOX — COMPRESSOR



1



2

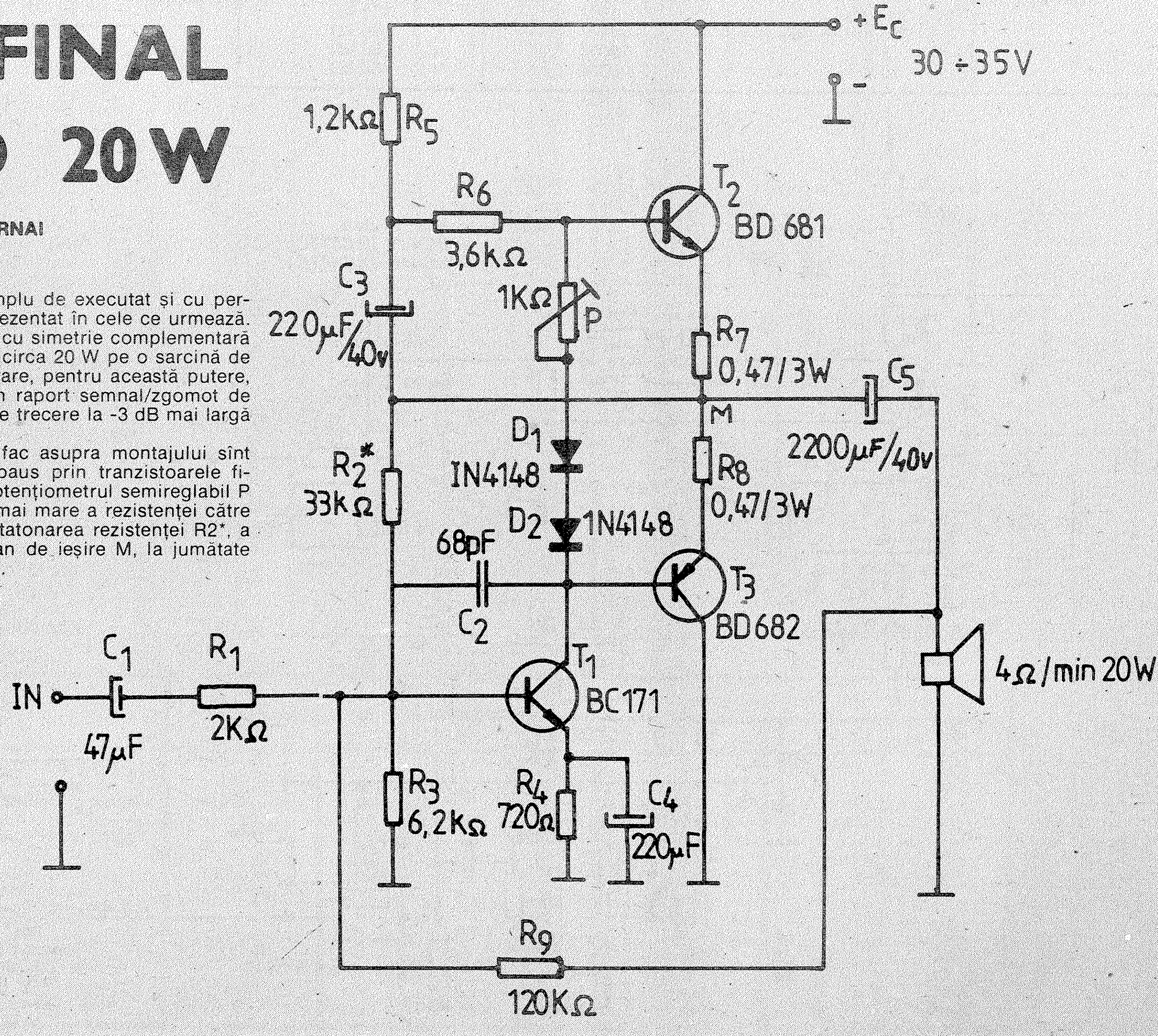
ETAJ FINAL AUDIO 20 W

Ing. MIHAI CODÂRNAI

Un montaj deosebit de simplu de executat și cu performanțe remarcabile este prezentat în cele ce urmează.

Este vorba de un etaj final cu simetrie complementară ce poate furniza o putere de circa 20 W pe o sarcină de 4 Ω, cu o sensibilitate la intrare, pentru această putere, de aproximativ 1,5 Vef, la un raport semnal/zgomot de minimum 70 dB și o bandă de trecere la -3 dB mai largă de 30 Hz-60 kHz.

Singurele reglaje care se fac asupra montajului sînt stabilirea unui curent de repaus prin tranzistoarele finale de cca 5—10 mA din potențiometrul semireglabil P (pornind de la valoarea cea mai mare a rezistenței către cea minimă) și fixarea, prin tatonarea rezistenței R2*, a potențialului punctului median de ieșire M, la jumătate din tensiunea de alimentare.



Ing. AURELIAN MATEESCU

QUAD 44: MODULUL PHONO

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Pentru ieșire standardizată DIN, etajul RECORD are comutatorul LOW = Z =, deschis, iar pentru ieșire nestandardizată, comutatorul LOW = Z = este pe poziția închis.

Raportul semnal/zgomot al modulului este mai bun de 86 dB.

Pentru cei ce doresc să construiască acest modul atragem atenția că utilizarea unor comutatoare de alt tip decît cele subminiatură (tip circuit integrat) conduce la mărirea lungimii unor trasee, cu consecințe asupra raportului semnal/zgomot (înrăutățirea raportului).

Modulul TAPE este prezentat în figura 1. Recomandările făcute pentru modulul RADIO-AUX se mențin și în acest caz în ceea ce privește componentele utilizate. Tranzistorul T1 va fi selecționat pentru zgomot propriu mic.

Preamplificatorul QUAD 44 este livrat în varianta standard cu un modul PHONO proiectat pentru utilizarea unei doze magnetice de tip MM (moving magnet), de altfel cele mai răspîndite doze. La cerere, acest modul este schimbat cu un modul MC (moving coil = cu bobină mobilă), special proiectat pentru acest tip de doză care prezintă cîteva particularități comparativ cu dozele cu magnet mobil.

MODULUL PHONO MM este prezentat în figura 4.

Primul etaj este construit cu perechea de tranzistoare complementare T1, T2. Tranzistoarele sînt conectate în paralel în curent alternativ și în serie în curent continuu. Această conexiune prezintă avantajul scăderii zgomotului propriu al etajului și îmbunătățește raportul semnal/zgomot cu circa 6 dB.

Corecția de tip RIAA se obține prin reacția negativă selectivă aplicată A.O. Reacția este separată în c.c. și c.a. În alternativ este introdus și etajul de intrare. Se observă că în circuitul de reacție al A.O. este prevăzut un număr de trei comutatoare miniatură cu care se restabilește sensibilitatea corectorului. În plus se modifică și capacitatea de sarcină (conform tabelului 3).

Pentru poziția OFF (deschis) a comutatorului K de la intrarea primului etaj, capacitatea de sarcină a modulului este de 47 pF (și impedanța de 47 kΩ).

Pentru poziția ON (închis) a comutatorului K se obțin Zi = 47 kΩ și capacitatea de 230 pF.

Primul etaj dispune de o celulă de filtraj suplimentară a tensiunii de alimentare, celulă care este comună ambelor canale.

MODULUL PHONO MC

După cum se știe, dozele cu bobină mobilă au caracteristici mult diferite față de cele cu magnet mobil: un semnal de ieșire de valori foarte scăzute (de ordinul sutelor de μV), impedanța de sarcină scăzută (sute de ohmi), o sensibilitate ridicată etc.

Modulul PHONO MC, figura 5, are o conformație generală asemănătoare cu a modulului PHONO MM: un etaj de intrare cu tranzistoare complementare și un circuit de corecție RIAA cu un A.O. de tip TL071. Se remarcă următoarele:

— componentele din circuitul de alimentare al primului etaj, R4, R5, R8, R9, D1, D2, C3, C4 sînt comune ambelor canale;

— în funcție de valorile unor componente se obțin valori diferite pentru sensibilitatea nominală, impedanța de intrare și capacitatea de intrare. Evident că, în funcție de doza utilizată, se vor alege valorile componentelor conform tabelului 4.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

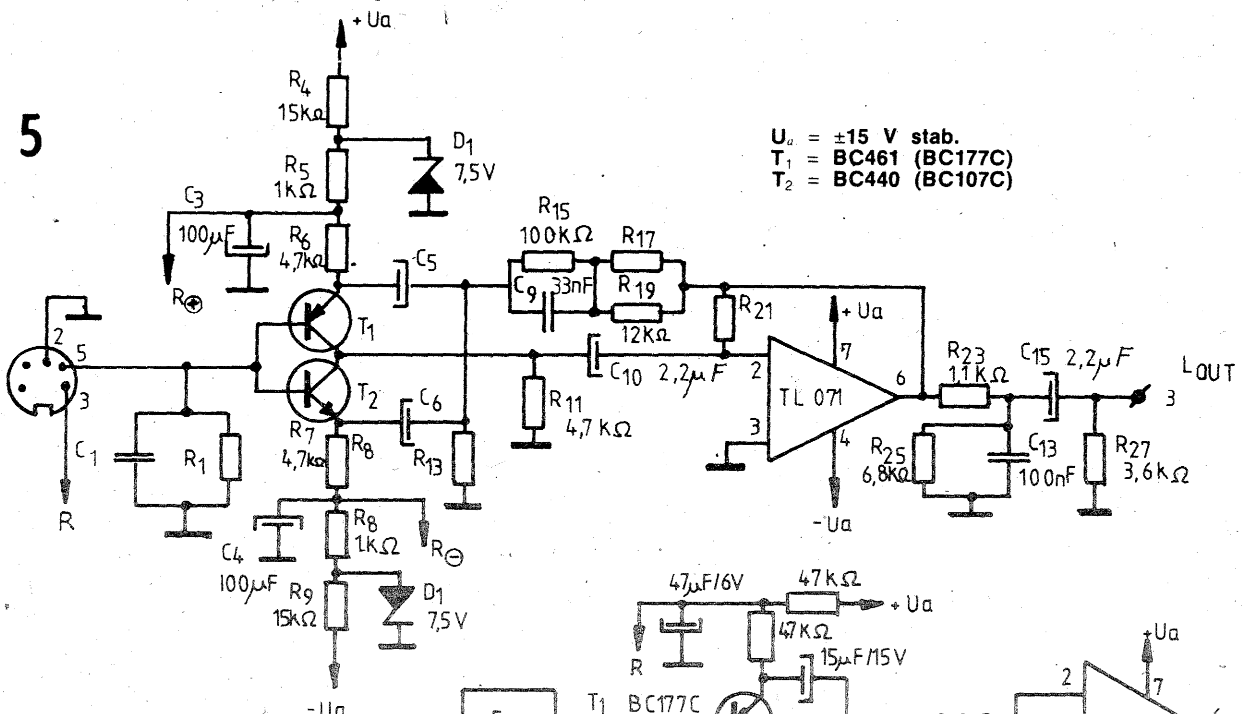
TABELUL 1: Caracteristici intrare-ieșire

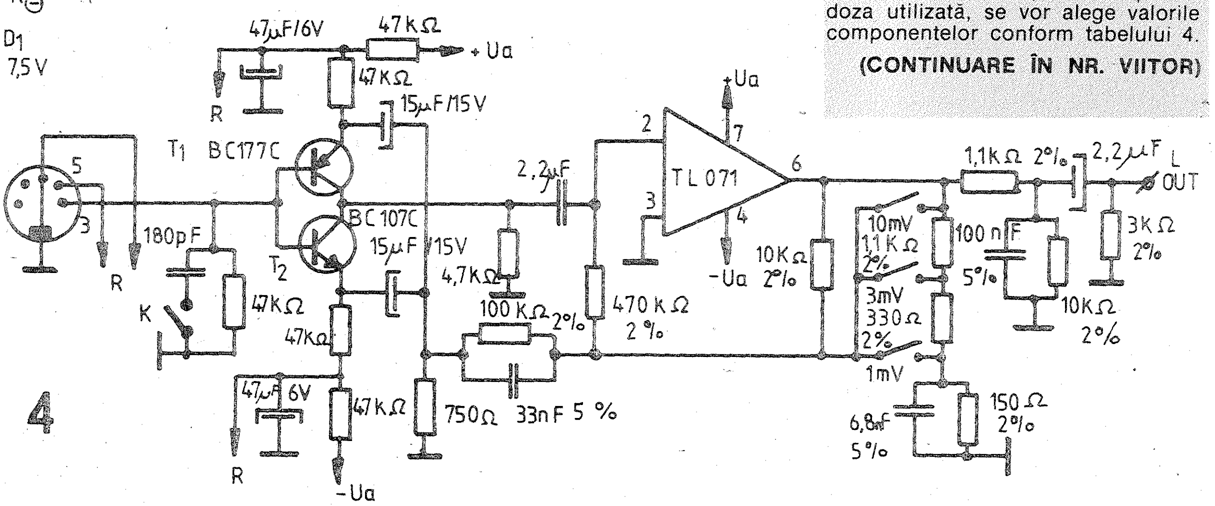
FUNCȚIA	NIVEL NOMINAL	NIVEL MAXIM (la f = 1 kHz)	IMPEDANȚA
RECORD	3 mV	—	32 Ω
	10 mV	—	100 Ω
	24 mV	—	32 Ω
	100 mV	—	1 kΩ
	775 mV (0 dB)	—	1 kΩ
REPLAY	100 mV	5 V	39 kΩ
	300 mV	15 V	121 kΩ
	757 mV (0 dB)	40 V	94 kΩ
	3 V	100 V	85 kΩ
	10 V	100 V	82 kΩ

TABELUL 2: Modul de acționare a comutatoarelor

COMUTATOR (COMUTATOARE) CONECTAT(E)	NIVEL OBȚINUT LA IEȘIRE
3 mV	3 mV
10 mV	10 mV
3 mV + 0 dB	24 mV
10 mV + 0 dB	80 mV
com. neconectate	100 mV
775 mV (0 dB)	775 mV (0 dB)

5





4

AMPLIFICATOR

Ing. AURELIAN MATEESCU

Amplificatorul audio pe care-l propunem constructorilor amatori prezintă următoarele avantaje:
— plajă mare a tensiunii de alimentare;
— număr redus de componente;
— performanțe tehnice ridicate, care-l înscriu în clasa amplificatoarelor de înaltă fidelitate;
— componente de producție indigenă.

Principalele caracteristici tehnice sînt prezentate în tabelul alăturat.

Descrierea amplificatorului. Amplificatorul este compus din următoarele etaje (figura 1):
— un etaj de intrare diferențial echipat cu tranzistoare npn;
— un etaj pilot echipat cu tranzistorul pnp T3;
— un circuit „superdiodă" cu T4, care asigură stabilitatea termică a amplificatorului;
— etajul de putere echipat cu o pereche de tranzistoare Darlington complementare, de tip BD645-BD646. Se pot utiliza și alte tipuri din gama de produse I.P.R.S., cu condiția respectării puterii maxime disipate de tranzistoare și a tensiunii maxime suportate;
— un circuit de protecție (siguranță electronică), echipat cu T5, T6 și componentele aferente.

Construcția amplificatorului. Montajul se poate executa pe cablaj imprimat conform figurii 2 (fața plantată, scara 1:1). În funcție de varianta adoptată pentru puterea de ieșire se dimensionează alimentatorul, care trebuie să dispună de capacități de filtraj mari pe fiecare ramură (≥6 800 μF). Totodată se aleg din tabel valoarea rezistenței R4 și tipul tranzistorului pilot T3. Se va prefera montarea unui mic radiator pentru tranzistorul T3.

Tranzistorul T4 din circuitul „superdiodei" se va monta, prin intermediul unei foițe izolatoare din mică, pe radiatorul tranzistoarelor finale. Se va prefera utilizarea unui tranzistor din seria BD, care permite o fixare ușoară pe radiator cu un șurub M3.

Rezistențele din montaj vor avea puterea disipată de 0,25 W, cu excepția următoarelor:
— R7, R8, care vor avea 0,5 W și
— R16, R17, care vor avea puterea disipată egală cu 1/10 POUT și vor fi de tipul bobinat.

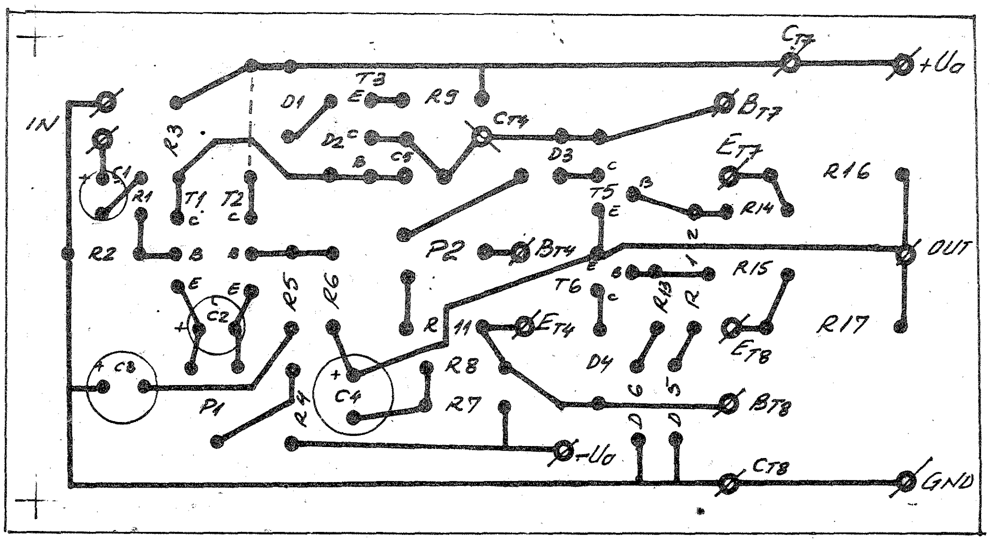
Pentru condensatoarele electrolitice se recomandă tipurile cu folie de aluminiu.

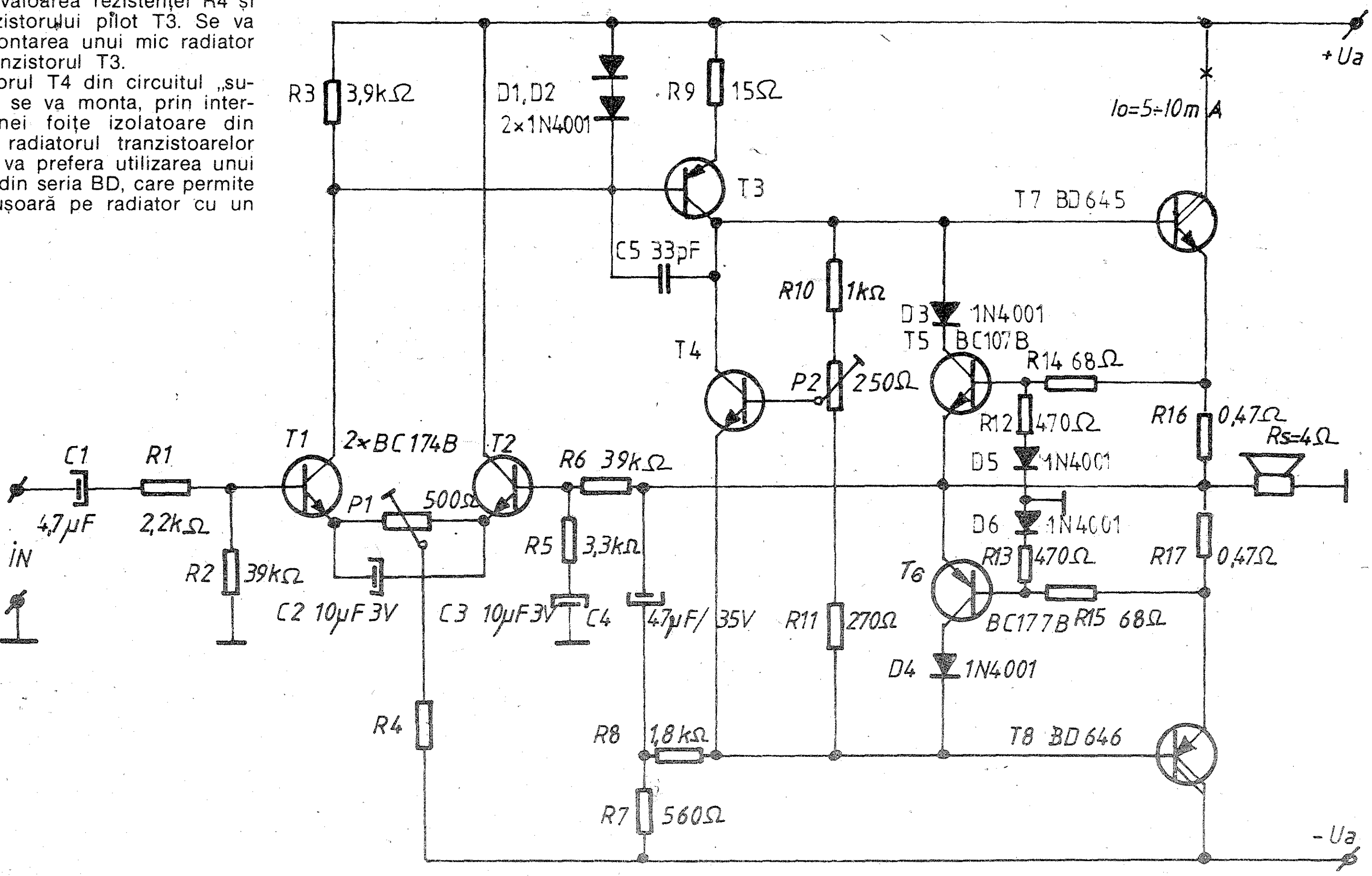
Reglaje

Cu ajutorul trimerului P1 se va regla la minimum tensiunea reziduală la ieșirea amplificatorului, fără semnal la intrare. Aceasta este de ordinul milivolților.

Cu ajutorul trimerului P2 se stabilește curentul de repaus conform valorilor din tabel. Se admite mărirea curentului de repaus la variantele de putere mare cu pînă la 100% în cazul utilizării de tranzistoare cu putere disipată de peste 100 W, pentru a se evita apariția distorsiunilor crossover.

Nu sînt necesare alte reglaje, iar montajul, construit cu componente de bună calitate și verificate înaintea montării, va da deplină satisfacție constructorului.

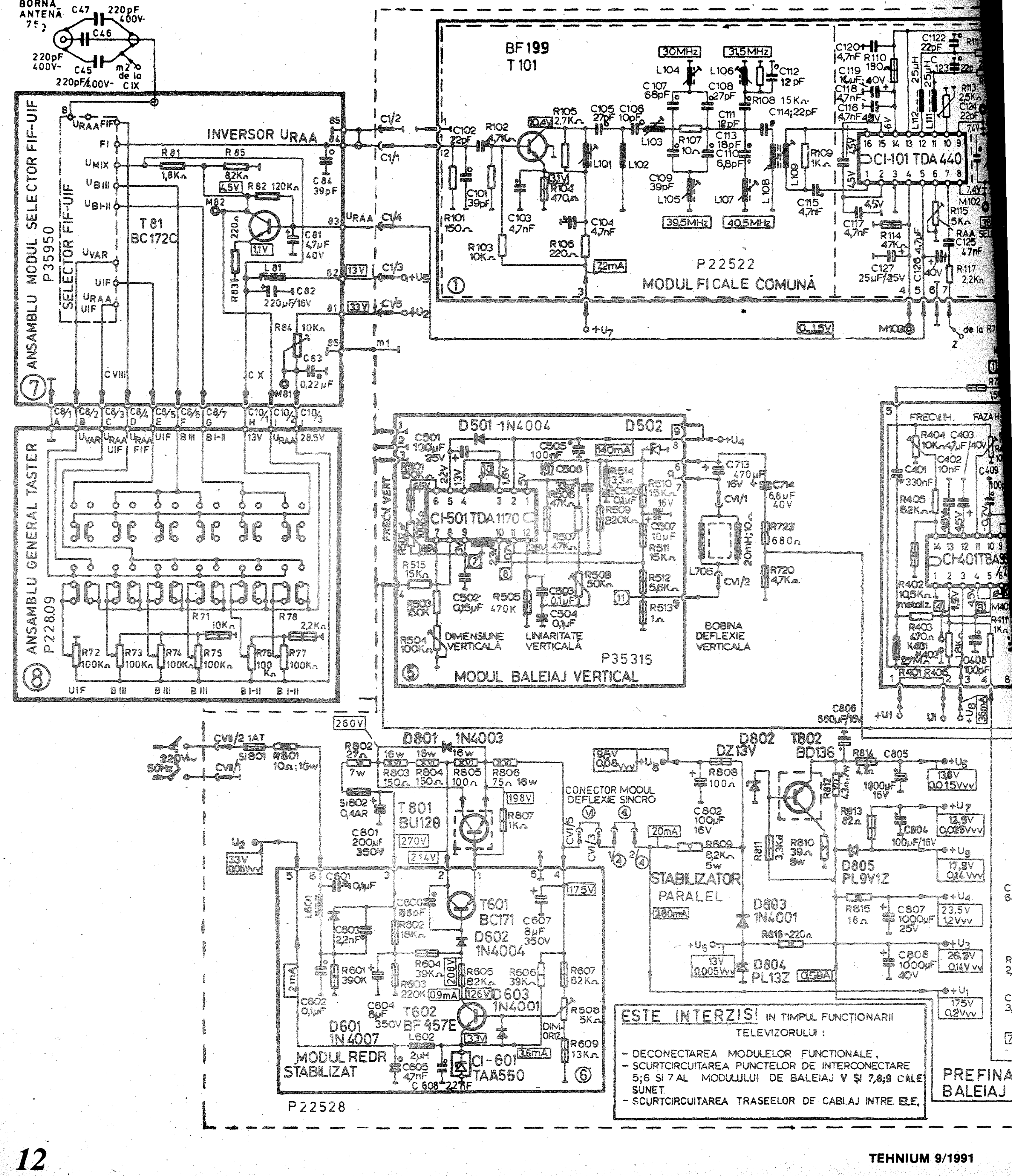




Parametrul	Simbolul	UM	Puterea de ieșire P_{OUT} (k = 1 %)				
			10	20	30	40	50
Tensiunea de alimentare	U_a	V	±12	±16	±20	±22	±25
Curentul de repaus	I_o	mA	13	14	15	16	17
Curentul absorbit la putere nominală	I_n	A	0,75	1,05	1,25	1,45	1,60
Tensiunea la intrare pentru putere nominală	U_i	V	0,5	0,7	0,9	1	1,1
Impedanța sarcinii	R_s	Ω	4	4	4	4	4
Impedanța de intrare	R_i	kΩ	39	39	39	39	39
Factori de distorsiuni la $P_{OUT} = 0,8\ P_n$	k	%	< 0,5	< 0,5	< 0,5	< 0,5	< 0,5
Banda de frecvență (neliniaritate < 1 dB)	B	Hz kHz	20÷ 40	20÷ 40	20÷ 40	20÷ 40	20÷ 40
R_4		kΩ	22	27	39	39	39
T_3		tipul	BC327	BC327	BD140	BD140	BD140

TELEVIZOARELE CU CIRCUITE INTEGRATE

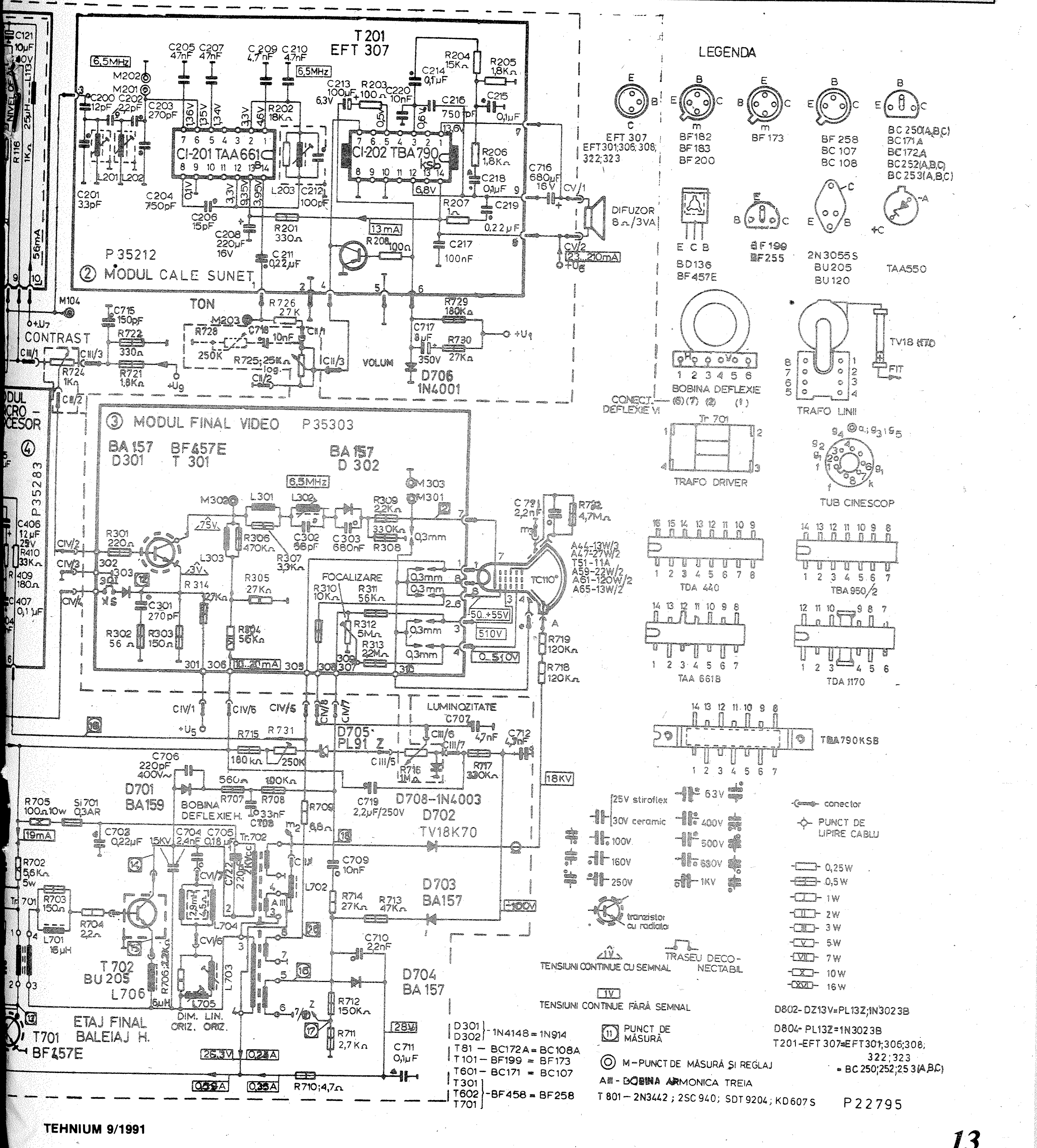
Ing. I. MIHĂESCU



Televizoarele cu circuite integrate au însemnat o realizare tehnică deosebită a Întreprinderii „Electronica", astăzi găsindu-se în exploatare un număr important dintre acestea.

Desigur, după un apreciabil număr de ani de exploatare, au apărut unele abateri de la parametrii tehnici inițiali, iar la unele au apărut chiar mici defecțiuni.

Spre a veni în sprijinul constructorilor amatori care doresc să-și îmbunătățească funcționarea televizorului publicăm această schemă. La conținutul acestei scheme vom face referiri în diverse articole viitoare.



(URMARE DIN PAG. 5)

SURSĂ AUTONOMĂ

tare, U = 9 V, vom considera că aparatul în cauză admite, de fapt, o plajă de tensiune U1—U2 (cu U1 > U2), fără înrăutățirea neacceptabilă a preciziei de măsurare și, bineînțeles, fără a periclita integritatea acestuia. Fie, de exemplu, U1 = 10 V și U2 = 7 V cele două limite extreme ale plajei admise. Este ușor de dedus din (2) că, pentru a putea elibera o cantitate de energie ΔE = 0,225 J, atunci cînd se descarcă de la tensiunea U1 = 10 V la tensiunea U2 = 7 V, condensatorul va trebui să aibă o capacitate de cel puțin:

$$C = \frac{2 \cdot \Delta E}{U_1^2 - U_2^2} = \frac{2 \cdot 0{,}225\ J}{(100 - 49)\ V^2} \approx$$

$$\approx 0{,}009\ F = 9\ 000\ \mu F$$

Dacă am fi impus mai restrictiv limita inferioară, luînd de pildă U_2 = 8 V, ar fi rezultat un C minim de 12 500 μF. În fine, dacă luăm în calcul varianta modificată a exemplului, cu ΔE = 0,36 J, rezultă o capacitate minimă necesară de cca 14 000 μF pentru U2 = 7 V, respectiv de 20 000 μF pentru U2 = 8 V.

Rezultă, deci, că problema nu este foarte greu de rezolvat, cu condiția de a procura un condensator cu capacitatea acoperitoare, de pildă, un model de 22 000 μF/16 V (sau trei-patru condensatoare mai mici, de 5 000 μF/16 V, montate în paralel).

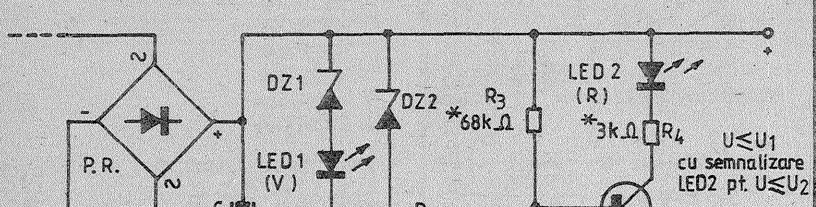
Pentru cea de-a doua variantă, lucrurile stau mult mai simplu, cu condiția ca generatorul autonom de încărcare să poată furniza energia cel puțin în ritmul în care ea este solicitată de măsurătoare. Se ridică însă și aici problema limitării sigure a tensiunii la bornele condensatorului în plaja garantată de funcționare, U1—U2. Pentru măsurători de tipul celei din exemplu putem folosi cu succes un condensator de 4 700 μF/16 V.

Am ajuns astfel și la problema „cheie", a generatorului autonom. Dintre multiplele soluții posibile (începînd cu un dinam sau un magnetou de tip telefonic, modificate corespunzător, și încheind cu unele dispozitive ceva mai moderne, destinate încărcării acumulatoarelor mici pe teren), am ales și experimentat cu — o să zîmbiți, poate — o lanternă electrodinamică (de tip „Fonari" — Ъ 380, producție sovietică, echipată cu un bec cu incandescență de 2,5 V/0,15 A). Puterea generatorului este adecvată scopului propus, așa că nu ne rămîne decît să îndepărtăm becul și de la contactele soclului său să scoatem în exterior două fire (o mufă, o minipriză etc.).

În sarcină nominală, tensiunea alternativă debitată, la o acționare rezonabilă a pîrghiei, ajunge ușor la 2—2,5 V. Cu un transformator miniatură adecvat (de exemplu, cel de „ieșire" de la radioreceptoarele „Milcov") se ridică această tensiune la cca 10—12 V sau chiar mai mult, în funcție de necesități și de valoarea rezistenței obligatorii de limitare în curent, R1 (fig. 1). Tensiunea din secundarul transformatorului (înfășurarea cu spire mai multe, II) este apoi redresată bialternanță cu o punte PR (1PM1, 1PM2 etc.). În continuare, tensiunea pulsatorie obținută, dar de polaritate constantă, este folosită la încărcarea progresivă a condensatorului C, care într-un timp relativ scurt va atinge valoarea de vîrf maximă posibilă în condițiile date („turația" generatorului G, valoarea rezistenței de limitare R1, raportul ridicător al transformatorului etc.). Cu piesele menționate deja sau indicate pe schemă se poate încărca în cîteva secunde un condensator de 10 000 μF pînă la tensiunea de 10—12 V sau chiar mai mult (reducerea lui R1).

După ce v-ați convins de aceasta, nu vă rămîne decît să dimensionați condensatorul după propriile dv. calcule, necesități și posibilități, dar, înainte de a pune generatorul în treabă, să nu uitați de limitările în tensiune menționate. Ideal ar fi să se găsească o modalitate simplă și sigură de a interzice încărcarea condensatorului peste limita de tensiune maxim admisă, U1, de preferat chiar cu semnalarea optică a atingerii acestui prag. Cele două cerințe pot fi îndeplinite simultan prin adăugarea grupului DZ1—LED1 în paralel pe condensator, ca în detaliul din figura 2. După alegerea LED-ului, de pildă verde (tensiune directă de deschidere de cca 1,8—2 V), se tatonează dioda Zener DZ1 astfel încît căderea de tensiune însumată pe cele două componente să fie, la începerea „vizibilă" a conducției, aproximativ egală cu pragul maxim U1. Atunci cînd LED-ul începe să ilumineze, este semn că încărcarea condensatorului trebuie oprită. Surplusul de curent (energie) eventual comis va fi scurtcircuitat rapid prin acest grup, a cărui limitare în curent o constituie doar rezistența înfășurării secundare a transformatorului, cea proprie fiind neglijabilă în regim de conducție. Atenție, deci, opriți încărcarea la aprinderea LED-ului verde și, eventual, introduceți chiar o rezistență suplimentară de limitare în serie cu el și dioda DZ1.

Nu atît de imperios necesară, dar la fel de utilă ar fi semnalarea optică a momentului în care tensiunea U atinge, în scădere, pragul minim admis, U2. Vă lăsăm dumneavoastră plăcerea de a demonstra că elementele suplimentare ce apar în detaliul din figura 3 (DZ2, R2, T1, T2, R3, R4 și LED2) pot realiza acest deziderat, printr-o alegere judicioasă. Nu vă „șoptim" decît micul secret că tensiunea nominală a diodei Zener DZ2, însumată cu căderea specifică pe joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T1, trebuie să fie pe undeva prin preajma limitei minime U2 pe care dorim să o semnalizăm. Utilizarea unor tranzistoare cu factor beta cît mai mare permite alegerea unor valori foarte mari, respectiv mari, ale rezistențelor R2 și R3, astfel încît indicatorul de prag minim să nu constituie o sarcină suplimentara semnificativă pentru generatorul „autonom".



Introducere

Milivoltmetrul este un instrument de măsură deosebit de util în laboratorul electronistului. Aria sa de aplicabilitate este cu atît mai largă cu cît gama tensiunilor ce pot fi măsurate și domeniul de frecvență sînt mai mari.

Milivoltmetrul prezentat îmbină simplitatea cu calitatea (sensibilitate ridicată, impedanță de intrare mare, domeniu de frecvență relativ larg). El permite evaluarea obiectivă a caracteristicii de transfer și a raportului semnal/zgomot al amplificatoarelor și preamplificatoarelor, al egalizoarelor, al filtrelor etc. Datorită gamei largi a tensiunilor măsurate, de la sute de microvolți la sute de volți, milivoltmetrul permite atît măsurarea tensiunilor mici generate de diferite traductoare (doze de pick-up, microfoane, capete magnetice), cît și a tensiunilor mari, ca de exemplu cele generate de oscilatoarele de ștergere și premagnetizare din magnetofoane și casetofoane.

Parametri

Trepte de măsurare:
1, 3, 10, 30, 100, 300 mV
1, 3, 10, 30, 100, 300 V
Domeniul tensiunilor măsurate: 100 μV...300 V
Domeniul de frecvență: 10 Hz...400 kHz
Impedanța de intrare: >750 kΩ
Tensiune de alimentare: 15 V
Curent consumat: 15 mA.

Mod de funcționare

Schema completă a milivoltmetrului, **indicată în figură cuprinde un** divizor de intrare, un adaptor de impedanță, un divizor intermediar, amplificatorul de c.a. și instrumentul indicator. Tensiunea ce urmează a fi măsurată se aplică adaptorului de impedanță fie direct, fie printr-un divizor compensat în frecvență cu raport de divizare 1:1 000, care face trecerea de la milivolți la volți. Adaptorul de impedanță este realizat cu un tranzistor JFET, conectat ca repetor pe sursă; în această configurație, el prezintă o impedanță de intrare foarte mare (constituind o sarcină infinită pentru sursa măsurată) și o impedanță de ieșire mică (necesară pentru atacul corect al celui de-al doilea divizor). Cele două secțiuni ale comutatorului S1 selectează domeniul de măsură. Tensiunea divizată corespunzător este aplicată amplificatorului de c.a. realizat cu două tranzistoare cuplate direct. Instrumentul de măsură este inclus în bucla de reacție negativă a amplificatorului, în scopul stabilizării amplificării și al liniarizării caracteristicii de frecvență.

Tensiunea amplificată, prezentă în colectorul ultimului tranzistor, se aplică instrumentului prin intermediul punții redresoare.

Detalii constructive

Tranzistorul T1 este JFET cu canal n, de tip BF245. Tranzistoarele T2 și T3 sînt npn, de tip BC107, BC171 sau BC172. Diodele D1, D2 și celelalte diode cu siliciu sînt de comutație, de tip 1N4148. Diodele din puntea redresoare sînt cu germaniu, din seria EFD.

Comutatorul S1 are 2x12 poziții. În lipsa unui comutator cu două secțiuni, se poate renunța la secțiunea S1a, înlocuind-o cu un comutator simplu 1x2 poziții, care va face trecerea de la milivolți la volți. Această simplificare prezintă dezavantajul că, de cele mai multe ori, vor fi necesare două manevre de comutare înaintea unei măsurători. Comutatorul și elementele aferente (rezistoare și condensatoare) din cele două divizoare vor fi ecranate. Rezistoarele din divizorul intermediar vor avea toleranța de 0,5 sau 1%, din serii corespunzătoare ale rezistoarelor cu peliculă metalică. De asemenea, toate rezistoarele, semireglabilele și condensatoarele folosite în milivoltmetru vor fi de calitate.

Instrumentul indicator are sensibilitatea de 40 μA. Cadranul acestuia are trei sectoare: cel de sus pentru valori cuprinse între 0 și 10, cel de la mijloc pentru valori cuprinse între 0 și 3, iar ultimul este gradat în dB. Sectorul 0...10 are repere și notații

OSCILATOR

Circuitul integrat βA723 este un stabilizator de tensiune monolitic, larg utilizat în alimentatoare de curent continuu, liniare sau în comutație.

Reamintim cîteva din performanțele notabile ale acestui circuit:
tensiunea continuă între Vs⁺ și Vs⁻: max. 40 V;
diferența de tensiune intrare-ieșire: max. 40 V;
tensiunea de referință internă VREF: tipic 7,15 V;
curent maxim de ieșire: 150 mA;
putere disipată: 600 mW (capsulă de plastic).

O aplicație atipică a acestui circuit integrat este prezentată în cele ce urmează. Este vorba de un oscilator cu rețea Wien.

Nivelul de curent continuu la ieșire este fixat prin aplicarea tensiunii de referință internă VREF prin intermediul RW1 intrării neinversoare. Din punct de vedere al curentului alternativ, VREF este punct de masă. RW1 face parte de asemenea din rețeaua Wien de reacție pozitivă (selectivă în frecvență) împreună cu RW2, CW1 și CW2.

În curent continuu, reacția negativă este totală; de aceea, $U_{o_{cc}} = V_{REF}$

În curent alternativ amplificarea este

$$A_u = 1 + \frac{R_8}{r_{ds} + R_7} \quad (1)$$

În cazul RW1 = RW2 = R și CW1 = CW2 = C, pentru amorsarea oscilațiilor este necesar ca Au >3, iar în regim oscilant permanent, pentru a avea distorsiuni minime alse semnalului la ieșire, Au = 3. Din condițiile impuse anterior și din formula (1) se concluzionează că R8 ≥2 (r_{ds}+R7); rds este rezistența drenă-sursă a tranzistorului cu efect de cîmp T2 (BFW10). Aceasta este liniar variabilă cu tensiunea aplicată între grilă și sursă numai dacă diferența de potențial drenă-sursă (sau sursă-drenă) nu depășește 50 mV.

Pînă la amorsarea oscilațiilor, rds ≪R7, deci R8>2R7. S-au ales R8 = 10 kΩ și R7 = 4,7 kΩ.

Tensiunea de comandă a tranzistorului T2 este obținută prin amplificarea cu T1 și redresarea cu D1 a componentei alternative a tensiunii de ieșire.

Nivelul oscilațiilor poate ajunge pînă la 0,5 Vef pe o sarcină mai mare de 100Ω. Frecvența de oscilație pentru RW1 = RW2 = R și CW1 = CW2 = C este dată de relația:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2)$$

Montajul funcționează bine în domeniul oscilațiilor audio de pînă la 20 kHz.

la fiecare unitate și repere la jumătăți. Sectorul 0...3 are repere și notații atît la unități, cît și la jumătăți, iar repere la sferturi. Ultimul sector are repere și notații la 0, —5, —10 și —20 dB, cu repere intermediare. Această ultimă scală este foarte utilă în multe măsurători; precizăm însă că reperul 0 dB, aflat la capătul scalei, nu corespunde nivelului standard. Pentru a folosi milivoltmetrul și ca decibelmetru, este necesară modificarea valorii rezistențelor din divizorul intermediar, după cum urmează (de sus în jos): 5,6 kΩ; 1,76 kΩ; 560 Ω; 176 Ω; 56 Ω; 25,9 Ω. **În acest caz, deviația maximă, la treptele multiplu de 3 corespunde,** de fapt, valorii de 3,16. De această dată, ultimul sector al cadranului va avea repere și notații la +2, +1, 0, —5, —10 și —20 dB, cu repere intermediare. Valoarea de 0 dB va corespunde tensiunii standard de 0,775 V (ref. 1 mW—600 Ω). Dacă se adoptă **această variantă de milivoltmetru/decibelmetru, cele 12 poziții** ale comutatorului vor avea, pe panoul frontal al aparatului, un marcaj dublu, după cum urmează: 1 mV/—60 dB; 3 mV/—50 dB; 10 mV/—40 dB; 30 mV/—30 dB; 100 mV/—20 dB;

MILIVOLTMETRU ELECTRONIC

AURELIAN LĂZĂROIU, CĂTĂLIN LĂZĂROIU

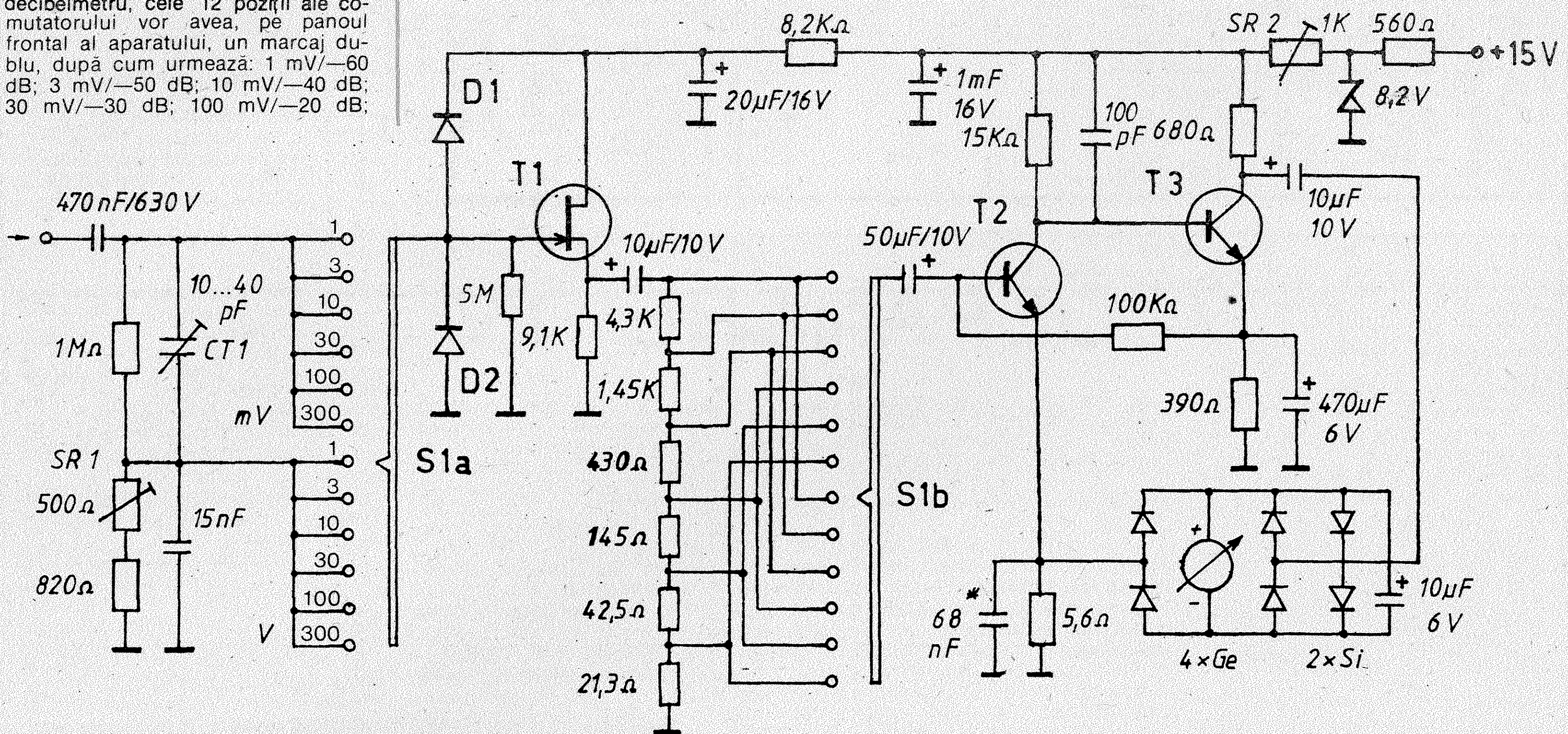
300 mV/—10 dB; 1 V/0 dB; 3 V/+10 dB; 10 V/+20 dB; 30 V/+30 dB; 100 V/+40 dB; 300 V/+50 dB. Etalonarea corectă a celor trei scale de măsură se va face după definitivarea operațiilor de reglaj, prin comparație cu un milivoltmetru industrial.

Se recomandă montarea milivoltmetrului într-o cutie metalică.

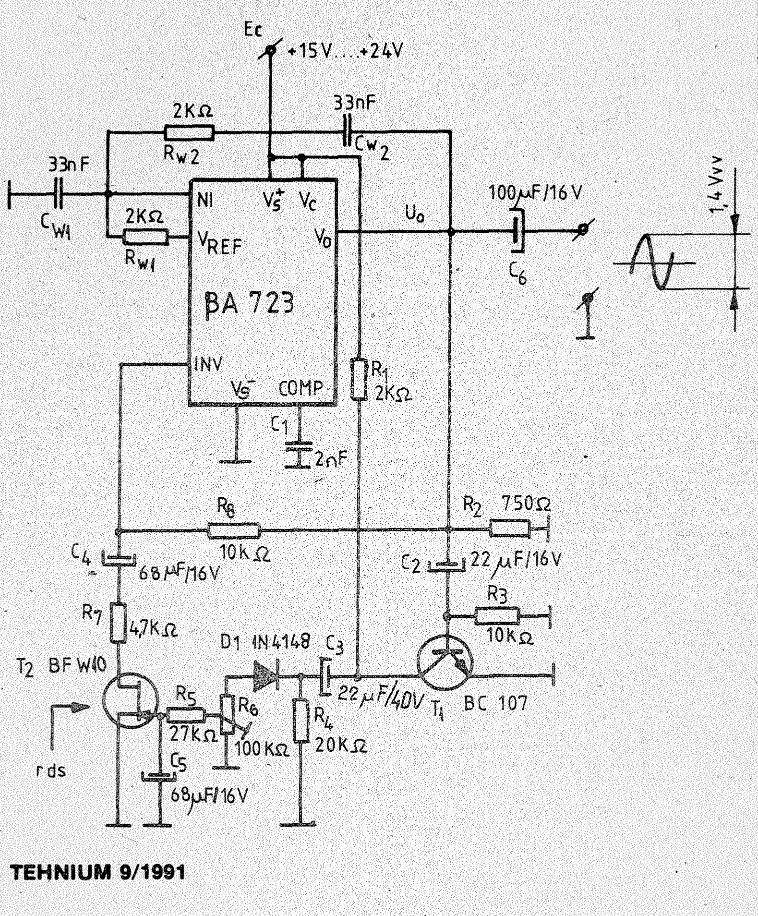
Reglaje

Corectitudinea reglajelor determină precizia milivoltmetrului; de aceea se va acorda atenția cuvenită acestor operații. Se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de 1 kHz și amplitudinea de 1 mV. Se poziționează comutatorul S1 pe poziția 1 mV; după alimentarea aparatului, se reglează semireglabilul SR2 pînă la obținerea deviației maxime a acului indicator. Se aplică un semnal sinusoidal cu frecvența de 1 kHz și amplitudinea de 1 V, se poziționează comutatorul pe poziția 1 V și se reglează SR1 pînă la obținerea deviației maxime a acului indicator. Se mărește frecvența semnalului de intrare pînă la 300...400 kHz și se reglează CT1 în așa fel încît deviația indicatorului să fie aceeași ca în cazul semnalului de 1 kHz. Condensatorul notat cu asterisc influențează de asemenea răspunsul la frecvențe înalte.

Cel mai dificil și anevoios reglaj este cel al divizorului intermediar, care trebuie făcut treaptă cu treaptă și reluat de mai multe ori, pînă la obținerea preciziei dorite. Deoarece divizorul este de tip serie, modificarea oricărei valori din divizor afectează toate treptele. De aceea nu recomandăm lipirea definitivă a rezistoarelor pe contactele comutatorului decît după ce ne vom convinge de corectitudinea măsurătorilor pe toate treptele.



CU βA723



CONVERTOR

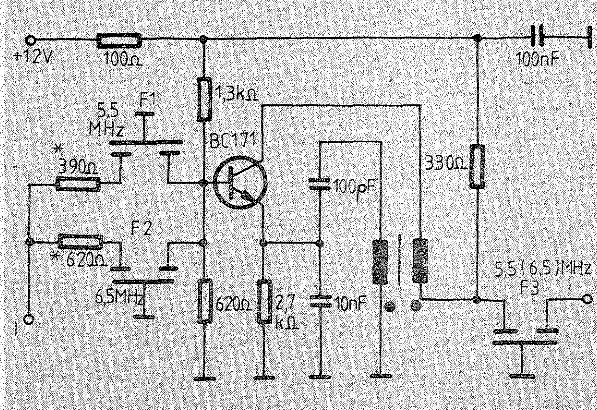
RADU VASILE

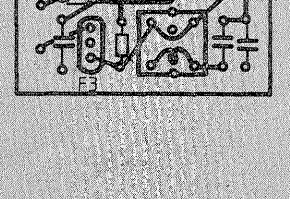
Montajul permite recepționarea în bune condiții a sunetului din programele TV transmise în cele două standarde, adică cu 5,5 MHz sau 6,5 MHz.

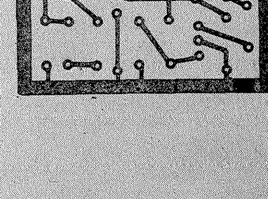
De remarcat prezența la intrare a două filtre care asigură selectarea semnalelor provenite de la detectorul video. La ieșire se montează însă un singur filtru, a cărui frecvență de trecere trebuie să coincidă cu frecvența discriminatorului.

Cînd frecvența de intrare este egală cu frecvența filtrului de ieșire, montajul lucrează ca amplificator, iar în celălalt caz tranzistorul lucrează ca mixer autooscilator, favorizînd conversia frecvenței semnalului de intrare în frecvența filtrului de ieșire.

Bobinele se execută pe o carcasă tip P22644 (de la transformatoare FI sunet), unde înfășurarea din colector are 25 de spire (16 μH), iar cealaltă înfășurare are 95 de spire (250 μH), ambele cu sîrmă CuEm 0,1.



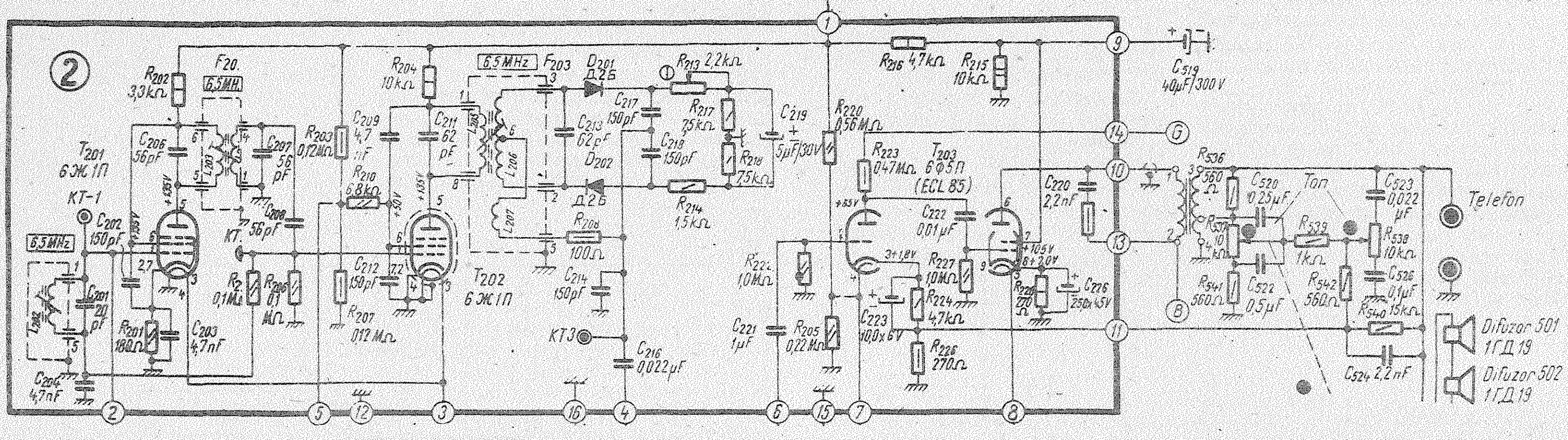




Dl. DAN PĂTRUC — Sighet

RUBIN 106

Nu există compatibilitate între 6Ø5π și 6Ø3π. Tubul electronic 6Ø3π este echivalent cu ECL82, iar tubul 6Ø5π este echivalent cu ECL85.
În televizor tuburile electronice au următoarele echivalențe: 6H24π = ECC89; 6Ø1π = ECF80; 6Ж5π = 6AH6; 6K13π = EF183; 6Ø4π = ECL84; 6D20π = EY88; 6π35C = EL500; 1Ц21π = DY86.
Luați tubul 6Ø5π din etajul audio și montați-l în etajul final cadre și vedeți dacă imaginea se stabilizează.
Cum un tub ECL85 nu se găsește de cumpărat, refaceți etajul audio cu un tub din seria ECL — de care găsiți —, modificînd la soclu legăturile corespunzătoare. Cel mai comod este cu ECL82.



DEPANARE TV

În atenția depanatorilor amatori sînt și televizoarele alb-negru cu circuite integrate fabricate sub numele de „Diamant" și care, trebuie să recunoaștem, a fost o reușită tehnică a Întreprinderii „Electronica".

Remarcabilă a fost și este calitatea, atît a imaginii cît și a sunetului, cînd reglajul tuturor etajelor se face la parametrii recomandați de constructor. Acesta este și motivul pentru care revenim într-o formă utilă cititorilor noștri ce doresc să-și mențină în funcționare aparatele amintite sau pe cele care au căzut sub indiferența specialiștilor, să poată singuri să le readucă la viață. În acest din urmă caz, satisfacția răsplătește cu prisosință efortul depus.

Mulți cititori, telefonic sau prin scrisori, ne solicită ajutorul tehnic, dar în același timp și schema electrică a televizoarelor „Diamant" 161, 162 și 163, pe care o prezentăm, și toate referirile ce urmează vor fi făcute la notațiile din această schemă elaborată de Întreprinderea „Electronica".

Și ca orice verificare sau depanare să aibă eficiență, operația fizică trebuie începută cu partea de alimentare cu energie electrică.

Trebuie avut în vedere că alimentarea televizorului „Diamant" prezintă unele particularități, dar ale căror principii pentru mulți cititori sînt cunoscute, ceea ce va facilita înțelegerea operațiilor de depanare.

Cum televizorul are părțile principale constituite pe module funcționale, primul modul la care ne vom referi este modulul redresor stabilizat (fig. 1).

Tensiunea de la rețea se aplică redresorului, între rezistorul R801 și masă. Curentul străbate siguranța, rezistorul R801, bobina L601 și este redresat de dioda D601, de tip 1N4007 sau F407, BY126, BY133, încărcînd condensatorul de filtraj C801 la valoarea de vîrf a tensiunii de rețea (peste 300 V).

Cum la pornirea televizorului, C801 este descărcat, acesta ar prezenta pentru D601 practic un scurtcircuit, ceea ce s-ar traduce în practică prin distrugerea diodei, dar rezistorul R801 limitează acest curent la o valoare suportabilă pentru scurt timp prin diodă.

Celelalte elemente din redresor, respectiv condensatoarele de mică valoare, inclusiv L601, au rol de filtrare a rețelei față de impulsurile provenite din televizor sau a televizoarelor față de perturbațiile din rețea. Rezistorul R601 descarcă condensatoarele din filtru la decuplarea rețelei. Tensiunea astfel redresată este aplicată unui stabilizator electric de tensiune alcătuit din trei tranzistoare și o diodă Zener de referință.

Prin modul cum este alcătuit, la prima vedere acest stabilizator pare complicat, dar în esență este de mare simplitate, fiind aidoma cu stabilizatoarele pentru joasă tensiune publicate în revista noastră.

După cum se observă în figura 2, tranzistoarele T1 și T2 formează un amplificator Darlington, potențialul bazei T2 fiind determinat de curentul prin T3. În emitor, T3 are o tensiune stabilizată.

Potențialul bazei tranzistorului T3 este stabilit din potențiometrul P.

Funcționarea se desfășoară astfel: presupunem că am determinat o tensiune de intrare U1 și o tensiune de ieșire U2. Dacă U1 crește, pentru un scurt interval de timp crește și tensiunea U2, deci și curentul prin divizorul R3PR4, ceea ce se traduce prin creșterea potențialului bazei tranzistorului T3 și implicit creșterea curentului prin acest tranzistor, respectiv o creștere a căderii de tensiune pe R1.

În consecință, potențialul la baza T2 scade, T1 își micșorează curentul, iar tensiunea la ieșire își recapătă valoarea prestabilită.

Jocul tensiunii de la intrare, cît și de la ieșire determină în permanență o variație a tensiunii colector-emitor pe T1 ca în permanență U2 să fie la valoarea dorită.

În schema reală, montajul Darlington este format din T801 și T601, T602 fiind amplificatorul de eroare. Elementul ce generează tensiunea de referință este TAA550 la bornele căreia tensiunea are valoarea de 33 V.

Pentru diminuarea curentului prin tranzistorul T801 este montat și un șunt format din rezistoarele R803, R804 și R805. La ieșirea stabilizatorului se află și rezistorul de protecție R806. Alimentarea diodei TAA550 se face prin rezistorul R606.

La ieșirea stabilizatorului, respectiv la bornele condensatorului C807, tensiunea se fixează la valoarea de 175 V. Aceasta se stabilește prin potențiometrul R608 (2,5 kΩ).

Cînd se începe depanarea televizorului se măsoară în primul rînd prezența tensiunii la intrarea redresorului, apoi tensiunea la ieșire și în special dacă aceasta are valoarea de 175 V. Această tensiune, notată în schemă cu U1, este deosebit de importantă pentru întregul televizor.

• Cînd U1 este sub 175 V, dar prin rotirea lui R608 nu se poate readuce la normal, se va verifica tensiunea la bornele diodei CI601. Dacă dioda 601 este scurtcircuitată, tensiunea U1 este mică și pe ecran apare numai rastrul fără a fi prezentă și imaginea, lipsind 33 V din blocul de canale.

Defectarea diodei stabilizatoare (pierderi prin diodă) provoacă zgomot pe imagine.

Lipsa sau diminuarea tensiunii U1 mai poate fi provocată de arderea siguranțelor, defectarea condensatorului C801, a rezistoarelor din șunt sau a rezistorului R806.

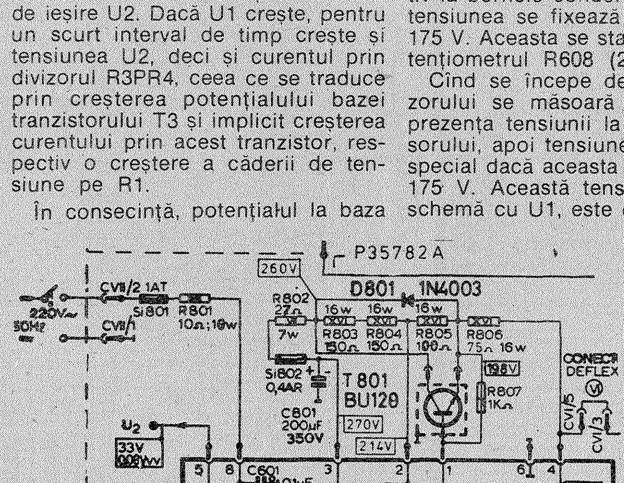
Fixarea tensiunii U1 la 175 V atrage după sine revenirea la normal a dimensiunilor imaginii, precum și normalizarea altor tensiuni din televizor.

Nu de puține ori, tensiunea U1 are valori peste 175 V, ajungînd la 200 V și chiar mai mare. Se vor verifica în acest caz starea tranzistorului T801 și C1-601 care poate fi întrerupt.

În orice caz, dacă U1 este mare, se vor deconecta de la stabilizator celelalte etaje spre a nu se produce avarii importante în televizor. În acest sens este suficient să extragem modulul sincroprocesor.

Cînd apar astfel de situații este bine să verificăm și rezistorul R606 care polarizează dioda 601. Oricum, verificarea existenței tensiunii de 33 V este absolut necesară fiindcă de prezența sau lipsa acestei tensiuni se pot lega multe fenomene.

Reamintim că aceste verificări trebuie făcute cu un voltmetru a cărui impedanță de intrare să nu fie mai mică de 30 kΩ/V.



1



2

Dl. NEGREANU ILARION — Suceava

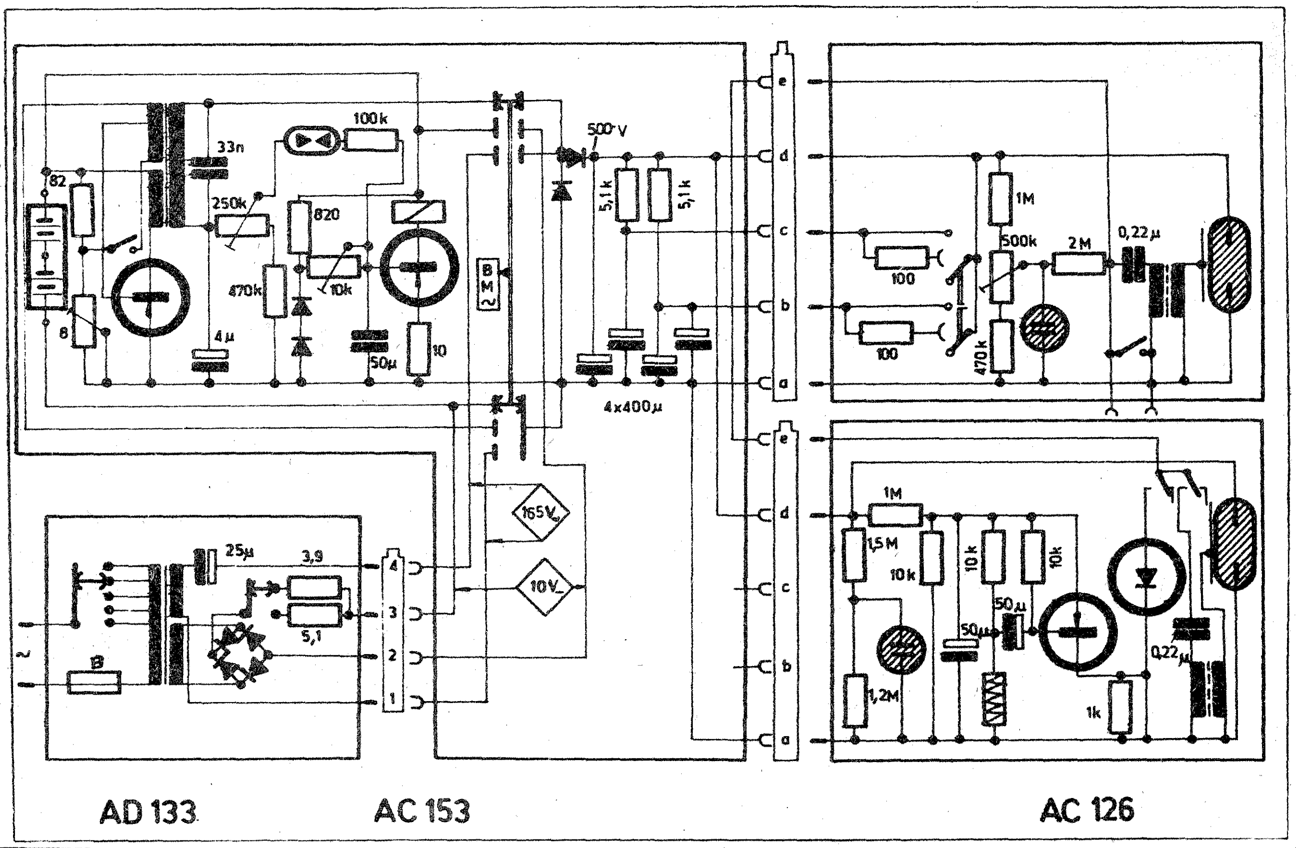
MATADOR-400

Da, așa cum ne scrieți, este ultima șansă la TEHNIUM și noi vă publicăm schema solicitată, a fulgerului electronic MATADOR 400. Acesta este construit de firma Bosch, în vederea alimentării atît de la rețea cît și de la acumulator.

Tranzisorul din convertor este de tipul AD133 (deci pnp cu germaniu), iar tranzistoarele de comandă sînt AC153 și AC126.

Diodele redresoare sînt echivalente cu BA159.

Cele patru condensatoare de 400 μF trebuie să reziste la o tensiune de cel puțin 500 V.



VXO

Ing. G. PINTILIE, YO3AVE, maestru al sportului

Cele două retranslatoare destinate radioamatorilor sînt instalate unul în Munții Bucegi și al doilea în București.

Cel din Munții Bucegi funcționează pe canalul RØ și are frecvența de recepție de 145 MHz, iar cea de emisie de 145,600 MHz. Cel de-al doilea retranslator ocupă canalul R1 cu frecvența de recepție de 145,025 MHz și cea de emisie de 145,625 MHz.

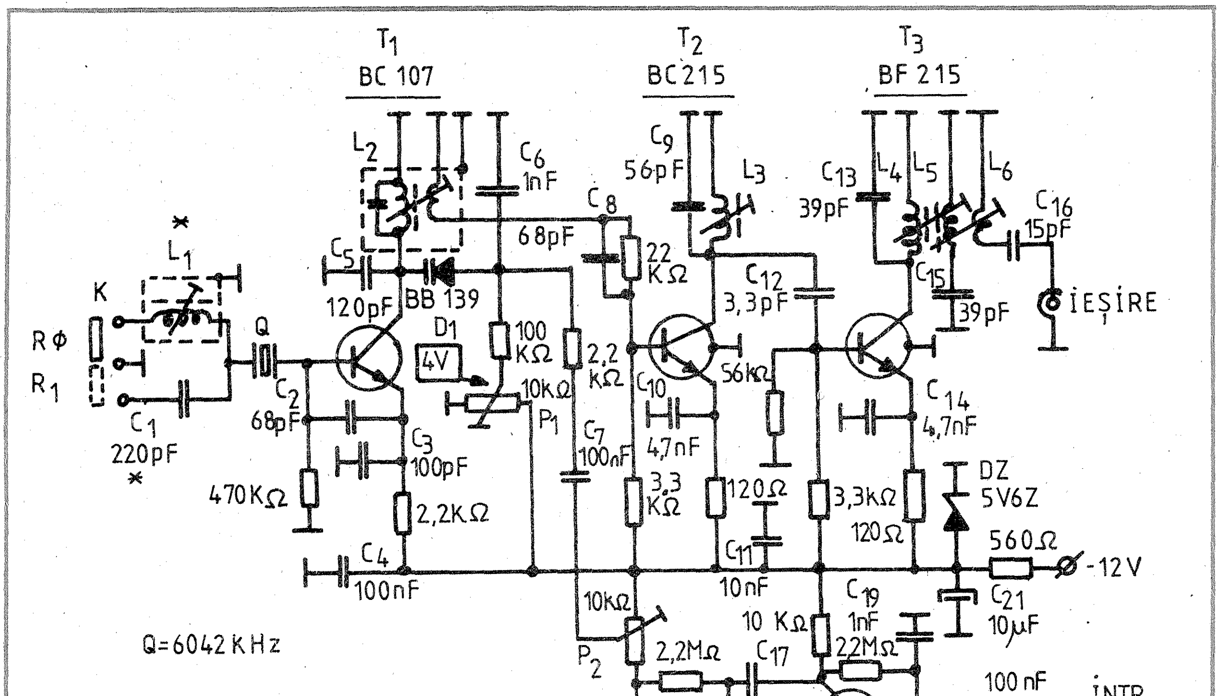
Radioamatorii care doresc să folosească în trafic aceste retranslatoare vor trebui să aibă, la emisie, frecvențele de 145,000 și, respectiv, 145,025 MHz.

Trebuie remarcat faptul că precizia valorilor acestor frecvențe trebuie să fie în limitele de ±2 kHz față de valorile indicate, pentru a se încadra corect în limitele lărgimii de bandă a retranslatoarelor.

Pentru că destul de mulți radioamatori folosesc în prezent emițătoare-receptoare cu modulație de frecvență realizate după scheme publicate în revista „Tehnium" de-a lungul anilor sau după scheme originale, iar aceste aparate folosesc la emisie multiplicări de frecvență cu valorile de 18-36-72-144 MHz, vă propunem un VXO (cu modulație de frecvență) care să poată comanda emițătoarele existente pentru ambele retranslatoare.

Pentru VXO am folosit un cristal cu frecvența proprie de rezonanță (înscrisă) de 6 042 kHz.

Pentru a ajunge la frecvența de 145 MHz, este necesară o multiplicare de 24 de ori. În această ordine de idei, vom obține: 6,042x24= 145,008 MHz. Observăm că valoarea acestei frecvențe se află aproximativ la jumătatea ecartului de frecvență a canalelor RØ și R1 (145.000 și 145,025 MHz). Pentru a obține exact aceste valori de frecvență, va trebui ca cristalul să oscileze pe frecvențele de: 145:24=6,04166 MHz și 145,025:24=6,0427 MHz.



Cum se realizează acest lucru? Se potrivește comutatorul K în poziția R1 (condensatorul C1 de 220 pF este montat în serie cu cristalul Q). Se reglează potențiometrul semireglabil P1 astfel ca pe cursor să fie 4 V. Se acționează miezul bobinei L2 pentru o oscilație stabilă a montajului și o valoare maximă a semnalului pe înfășurarea secundară. Se conectează un frecvențmetru (corect etalonat) pe înfășurarea secundară a lui L1, în serie cu un condensator de 10 pF. Se alege valoarea exactă a condensatorului C1 astfel ca frecvențmetrul să indice valoarea de 6,0427 MHz sau o valoare foarte apropiată de aceasta. Reglajul fin, exact, se va face cu ajutorul semireglabilului P1. Dacă valoarea tensiunii pe cursorul lui P1 va ieși din plaja de 3,5—4,5 V, va trebui să alegem o altă valoare a condensatorului C1.

După aceste reglaje se trece comutatorul K în poziția RØ. Acționînd miezul bobinei L1, trebuie să obținem frecvența de 6,04166 MHz. Dacă nu se obține această valoare, va trebui mărit sau micșorat numărul de spire al bobinei L1.

În continuare se acordează bobina L3 pe frecvența de 18 MHz, iar bobinele L4 și L5 pe frecvența de 36 MHz. Pentru un acord corect, la ieșirea montajului, cu o bucată de cablu coaxial de cca 30 cm și pe o sarcină de 1 kΩ, va trebui să avem un semnal cu valoarea de 0,5 V. Montajul conține și un preamplificator de microfon realizat cu tranzistoarele T4 și T5. Acest preamplificator are o corecție de frecvență corespunzătoare modulației de frecvență. Gradul de modulație se reglează cu potențiometrul P2, în funcție de sensibilitatea microfonului folosit.

L1: 10 spire — bobină de transformator FI — 455 kHz

L2: transformator FI — 10,76 MHz, cod 22227

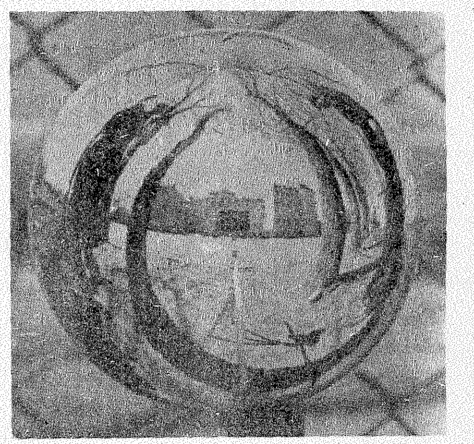
L3: 12 spire Ø 0,3 CuEm, carcasa transformator FI cale comună din televizoarele seria „Diamant"

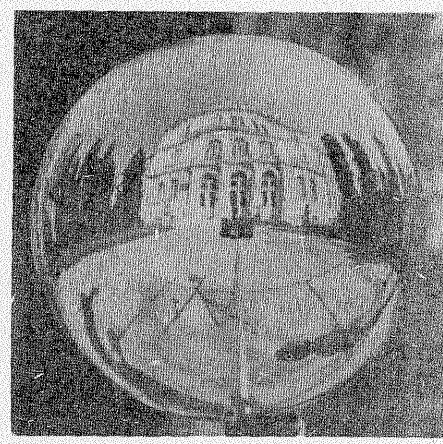
L4, L5: 5,5 spire Ø 0,3 CuEm, carcasă ca la L3

L6: 1,5 spire Ø 0,3 CuEm, peste L5.

„OCHI DE PEŞTE"

Ing. ADRIAN GIURGEA





Propun realizarea unui dispozitiv care să imite efectul produs prin fotografierea cu un obiectiv superrectangular, efect numit şi „ochi de peşte".

Dispozitivul propus are următoarele avantaje:
— imită identic efectul „ochi de peşte";
— este ieftin, putînd fi realizat fără dificultăţi şi cu materiale la îndemîna oricărui constructor amator;
— nu necesită prelucrări de precizie mare specifice aparaturii optice.

Dispozitivul are următoarele dezavantaje:
— aparatul de fotografiat şi o parte din suportul său apar în fotografie, dar de dimensiuni reduse;
— gabaritul său este mai mare ca al unui obiectiv superrectangular original;
— calitatea imaginii este mai slabă.

Efectul produs, ca şi costul său scăzut justifică pe deplin efortul construirii dispozitivului, mai ales că obiectivele superrectangulare sînt scumpe şi nu se găsesc.

Principiul care stă la baza construcţiei dispozitivului este faptul că imaginea fotografiată cu un obiectiv „ochi de peşte" original seamănă foarte mult cu imaginea virtuală reflectată de o oglindă convexă cu focarul foarte scurt. Nu ne mai rămîne decît să fotografiem imaginea de pe o astfel de oglindă şi să concepem un sistem de legătură mecanică dintre oglinda convexă şi aparatul de fotografiat.

Ca oglindă convexă am folosit cu bune rezultate un glob argintat, fără modele, de la pomul de iarnă.

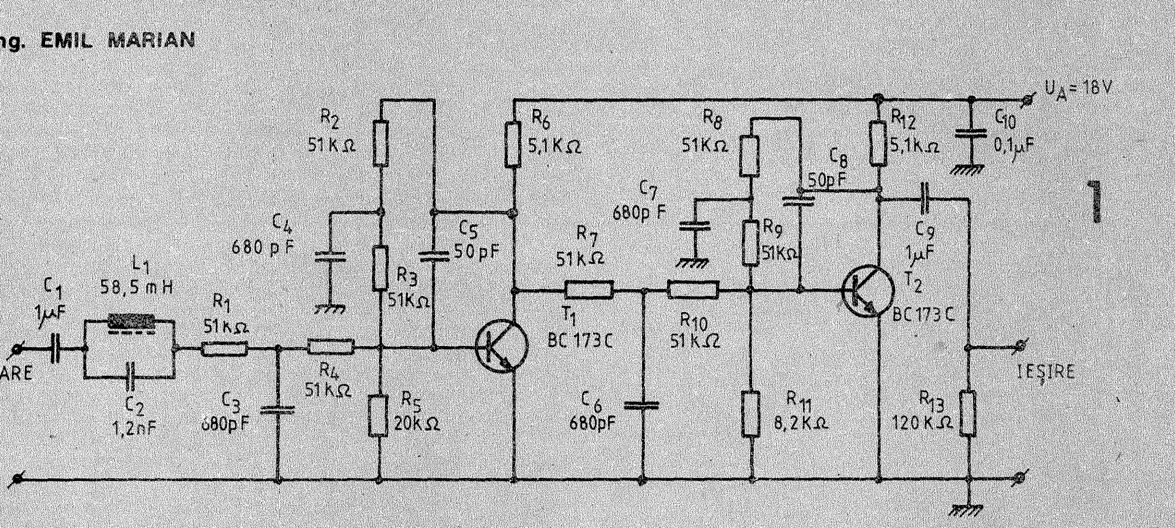
Dispozitivul se poate construi asemănător unui banc optic, cu posibilitatea reglării distanţei D dintre aparatul de fotografiat şi oglinda convexă (glob), vezi figura 1. Pentru ca fondul fotografiei să apară întunecat se poate monta un paravan negru în spatele oglinzii convexe.

Nu am dat dimensiuni constructive, ele putînd varia în funcţie de materialele şi îndemînarea pe care le posedă constructorul amator.

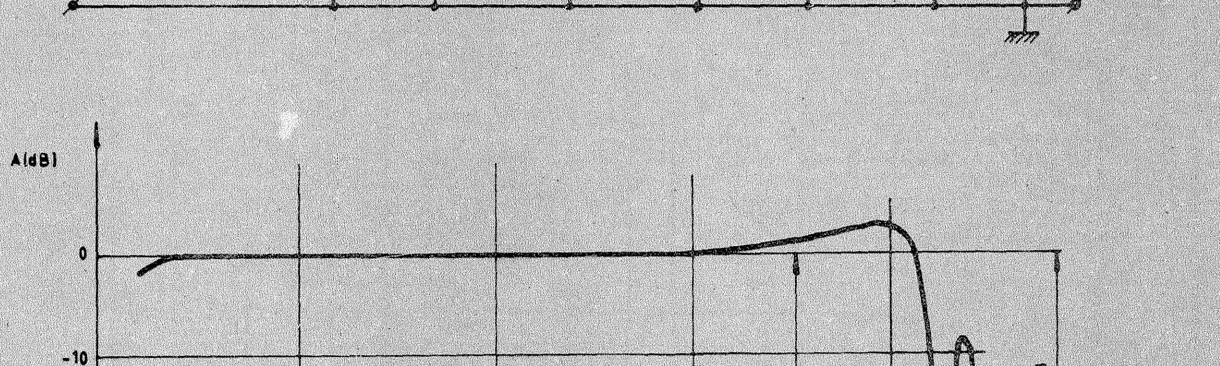
Fotografierea oglinzii se va face de la mică distanţă, dar nu mai aproape de aproximativ 30 cm, pentru ca ea să „încapă" în zona cîmpului de profunzime al obiectivului folosit.

FILTRU PENTRU ÎNREGISTRĂRI STEREO

Ing. EMIL MARIAN



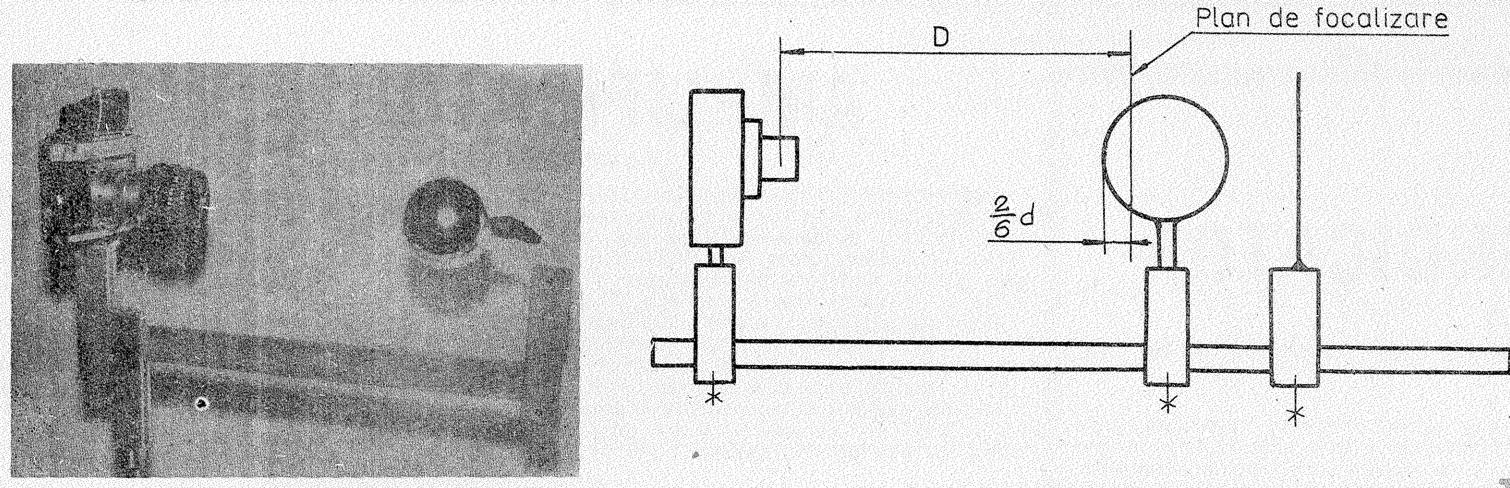
1



2

Este cunoscut faptul că în ultimii ani au apărut o serie de posturi de radiodifuziune care emit programe muzicale stereo ce se pot recepţiona în benzile de frecvenţă din gama undelor ultrascurte (65—73 MHz şi 88—102 MHz). Datorită faptului că în acest domeniu de frecvenţă orice program muzical emis este de calitate superioară, atît în ceea ce priveşte lărgimea benzii de audiofrecvenţă, cît şi raportul semnal/zgomot (comparativ cu celelalte benzi de radiodifuziune), de multe ori s-a pus problema înregistrării pe bandă magnetică a informaţiei audio utile captate de radioreceptor. Pentru a efectua o înregistrare calitativă, este necesar ca spectrul de frecvenţă al acestuia să nu depăşească banda de audiofrecvenţă, în special în privinţa frecvenţelor înalte. În caz contrar apar efecte deosebit de neplăcute datorită distorsiunilor armonice neliniare şi distorsiunilor de intermodulaţie generate în această situaţie în timpul procesului de înregistrare magnetică. Practic, este necesar să fie evitată prezenţa, în cadrul spectrului de frecvenţă al semnalului util, a semnalului pilot de 19 kHz şi componentelor ultrasonore proprii unui semnal stereo prelucrat uneori insuficient de către un decodor stereo mai puţin perfecţionat. Problema rămîne valabilă pentru înregistrarea magnetică a oricărui program preluat de la o sursă de semnal audio.

În acest scop s-au realizat filtrele de frecvenţă care elimină efectele nedorite menţionate anterior, blocînd trecerea semnalului pilot de 19 kHz, sau a componentelor de frecvenţă ultrasonoră spre aparatul destinat înregistrării magnetice a informaţiei audio utile (magnetofon, casetofon etc.). Schema electrică a unui astfel de filtru, uşor de realizat practic şi totodată foarte eficient, este prezentată în figura 1. Montajul deţine următoarele performanţe:
— impedanţa de intrare, Z_i=50 kΩ;



1

Fotografierea cu aparate cu vizare prin obiectiv nu pune probleme deosebite, punerea la punct facîndu-se vizual.

Fotografierea cu aparate cu vizare directă se poate face cu lentile adiționale, reglînd distanța pe montura aparatului de fotografiat la 1 m și apoi reglînd distanța D dintre aparat și oglindă, conform tabelului din figura 2.

Se recomandă folosirea diafragmelor închise, pentru mărirea adîncimii cîmpului de profunzime și a obiectivelor cu distanță focală mare, care au unghiul de cuprindere (unghiul de cîmp) mic.

2

	PUTEREA LENTILEI ADIȚIONALE (în dioptrii)					
	1	1,25	1,5	1,75	2	2,5
D (cm)	50	44	40	36	33	28

— impedanța de ieșire, Ze = 1 kΩ;
— tensiunea de intrare, Ui = 250 mV;
— atenuarea în banda audio, A = 0 dB;
— atenuarea la f = 19 kHz, A = −26 dB;
— atenuarea la f = 38 kHz, A = −34 dB;
— raport semnal/zgomot ≥ 65 dB;
— distorsiuni armonice totale, THD% ≤ 0,1%;
— distorsiuni de intermodulație TID% ≤ 0,03%.

Semnalul util se aplică la intrarea montajului prin intermediul condensatorului C1. Urmează un filtru-dop deosebit de eficient, format din grupul L1—C2. El este acordat pe frecvența de 19 kHz și, ca urmare, blochează trecerea acestei componente de frecvență a semnalului spre ieșirea montajului (prezintă pentru aceste frecvențe o impedanță foarte mare). Ulterior, prin intermediul rezistenței R1, semnalul util este aplicat unui grup de două filtre active înseriate, cu aceeași structură, care conțin tranzistoarele T1 și T2. Polarizarea primului filtru este asigurată de divizorul de tensiune format din rezistențele R2, R3, R5, iar polarizarea celui de-al doilea filtru este realizată de divizorul R8, R9, R11. Bucla de reacție negativă a primului filtru este formată din grupul R2, C4, R3, în paralel cu condensatorul C5, iar bucla de reacție negativă a celui de-al doilea filtru este formată din grupul R8, C7, R9, amplasată în paralel cu condensatorul C8. Rezultatul acestui amplasament electric este obținerea la limita părții superioare a benzii de audiofrecvență a unei atenuări de −12 dB/octavă. Valoarea acestei atenuări este suficientă pentru eliminarea, practic completă, a componentelor ultrasonore ce ar putea face parte din semnalul audio util. Semnalul prelucrat este preluat din colectorul tranzistorului T2 și adus la ieșirea montajului prin intermediul condensatorului C9. Caracteristica de transfer amplitudine-frecvență a montajului este prezentată în figura 2.

Montajul se realizeaza practic în varianta stereo (două configurații fizice identice) pe o plăcuță de sticlotextolit placat cu folie de cupru. Se are în vedere păstrarea tuturor regulilor ce privesc un cablaj destinat funcționării în audiofrecvență (structură fizică de cvadripol, conexiuni cît mai scurte între componente, traseu de masă gros de minimum 3 mm, evitarea buclei de masă etc.). Grupurile R1—C2 și R1'—C2' sînt obligatoriu ecranate (o cutiuță din tablă de fier cu pereții groși de minimum 0,5 mm, conectată galvanic la masa montajului). Condensatoarele C2 și C2' vor fi de cea mai bună calitate (mică sau stiroflex). Bobinele L1 și L1' se realizează practic folosind carcase tip oală de ferită cu miez reglabil.

După realizarea plăcuței de cablaj imprimat se plantează componentele electrice cu toată atenția, conform schemei. Este utilă o verificare inițială a fiecărei componente înainte de plantare. După realizarea montajului, acesta se alimenteaza cu energie electrică de la o sursă de tensiune continuă de 18 V, stabilizată și foarte bine filtrată. Se aplică la intrarea montajului un semnal de audiofrecvență de 100 mV/19 kHz și se reglează miezurile bobinelor L1 și L1' astfel ca la ieșirea montajului să se obțină o atenuare maximă de cca 26 dB. Tensiunea de ieșire se oscilografiază sau se măsoară cu un milivoltmetru electronic. După aceste reglaje montajul se ecranează și se intercalează fizic între ieșirea decodorului stereo și intrarea corectorului de ton, rigidizîndu-se mecanic în mod corespunzător. În vederea unei polarizări optime (dependente de factorul de amplificare în curent al fiecărui tranzistor T1 și T2), valorile rezistențelor R5 și R11 se pot modifica în limite de ± 5%.

Realizat și montat, filtrul va fi de un real folos amatorilor de audiții muzicale, îmbunătățind în mod cert calitatea programului muzical sonor înregistrat pe banda magnetică.

TESTER TTL

ing. KAZIMIR RADVANSKI

Pentru determinarea rapidă a nivelurilor logice „0" și „1", precum și a impulsurilor de scurtă durată se folosesc testere TTL. În montajul propus cele două niveluri de tensiune sînt puse în evidență prin afișarea directă pe un display de 1 digit, iar prezența impulsului este semnalată prin aprinderea unui segment luminos.

În stare de așteptare, cînd testerul nu este folosit, tranzistoarele T1, T2, T3 sînt în stare blocată, display-ul fiind stins.

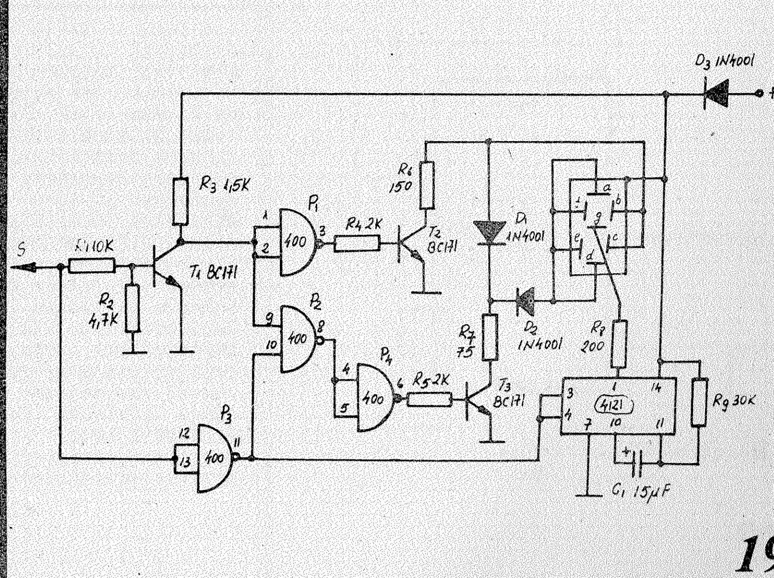
La conectarea sondei într-un punct în care nivelul de tensiune se încadrează în intervalul 0÷1,4 V, tranzistorul T1 este blocat, poarta P3 asigură un nivel „1" logic la ieșire, ceea ce determină ca poarta P2 să asigure nivel „0" la ieșire, poarta P4 joacă rol de inversor, tranzistorul T3 conduce și pune sub tensiune segmentele a÷f, afișîndu-se cifra „0".

La aplicare pe sonda S a unui nivel de tensiune cuprins în intervalul 2,4÷5 V, tranzistorul T1 va conduce, la intrarea porții P1 se aplică un semnal „0" logic, ieșirea sa devine „1" logic, tranzistorul T2 va conduce și va pune sub tensiune segmentele b, c, afișîndu-se cifra „1". Pragul de deschidere a tranzistorului T1 este determinat de divizorul rezistiv R1, R2.

În intervalul de tensiune 1,4÷2,4 V montajul nu funcționează, iar display-ul este stins.

Impulsurile de scurtă durată sînt detectate cu ajutorul circuitului basculant monostabil CDB4121 și puse în evidență prin aprinderea segmentului g de pe display.

Montajul se realizează pe o plăcuță de circuit imprimat și se încorporează într-o carcasă din material plastic în care se practică un decupaj pentru display, iar racordul se face cu două fire flexibile. Sonda se execută din bară Ø4 mm de alamă sau cupru și se ascute la vîrf.



INDICATOR

Dr. ing. IOSIF LINGVAY, YO5AVN

După cum se știe, consumul unei diode luminescente LED este de aproximativ 20 mA, valoare ce în anumite aplicații poate să fie deranjanta.

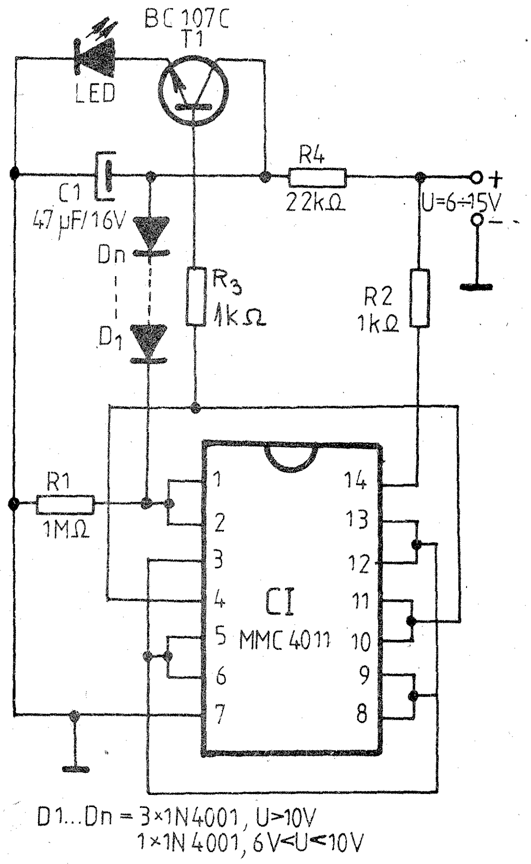
În cele ce urmează doresc să prezint un montaj simplu, cu ajutorul căruia, pe lîngă faptul că se reduce consumul de curent al indicatorului cu aproximativ două ordine de mărime, indicația, prin natura ei intermitentă, devine mult mai ușor sesizabilă.

Montajul este realizat cu un singur circuit integrat CMOS cu patru porți NAND (MMC4011), din care sînt utilizate practic două (trei porți sînt legate în paralel).

Montajul funcționează astfel. O dată cu apariția semnalului (tensiunii) de indicat, prin R4 începe încărcarea condensatorului C1. În momentul în care tensiunea pe C1 atinge tensiunea de basculare a porții (cca 1/2 din tensiunea de alimentare) plus căderea de tensiune pe grupul de diode D1÷Dn, cele două intrări ale porții 1 trec în stare „sus", iar ieșirea în stare „jos". Cu acest semnal se comandă intrările legate în paralel ale celorlalte trei porți din MMC4011, ieșirea lor (tot în paralel) trecînd în stare „sus" și prin R3 comandă în conducție tranzistorul T1, permițînd astfel descărcarea lui C1 pe dioda luminescentă, luminînd pe timpul descărcării.

După descărcarea lui C1, nivelul porții 1 devine „jos", permițînd reîncărcarea lui C1. Procesul continuă atît timp cît există semnal (tensiune) la intrare, timp în care LED-ul va lumina intens cu intermitență, frecvența descărcărilor fiind determinată de valorile lui C1 și R4 (cca 1 Hz).

Montajul permite alimentarea cu tensiuni cuprinse între 6 V și 12 V, consumul mediu fiind de cca 0,2 mA. La tensiuni de alimentare de 6÷10 V, grupul D1...Dn va fi format din trei diode cu siliciu din seria 1N4000 (sau un singur DRD3). La tensiuni de alimentare de peste 10 V (dar nu mai mari de 15 V), se va monta o singură diodă 1N4001 sau echivalentă.



D1...Dn = 3×1N4001, U>10V
1×1N4001, 6V<U<10V

AMPLIFICATOR 4 W

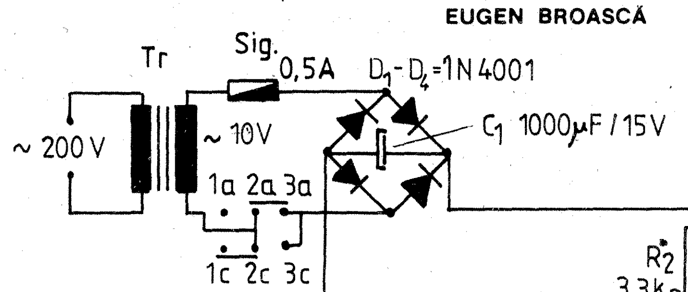
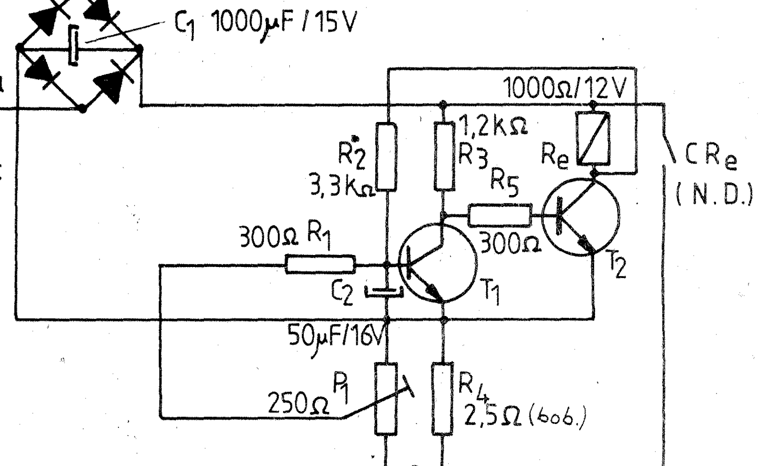
Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

Amplificatorul din figură se poate folosi cu rezultate foarte bune la aparatura portabilă (cu alimentare de la baterii) sau în interiorul unui automobil. Numărul pieselor este redus și ele sînt ușor de procurat. Montajul poate înlocui cu succes amplificatoare audio integrate de tip TBA790, TCA150 sau TBA810 în lipsa acestora. Analizînd schema, observăm că aceasta este formată din trei etaje distincte preamplificatorul format din tranzistorul T1 și amplificatorul de putere realizat cu βM301A pe post de driver și cu etajul final format din T2 și T3.

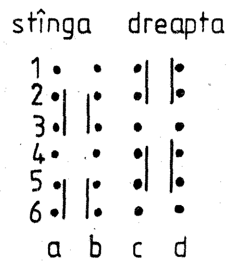
Etajul preamplificator realizat cu un tranzistor 2N2222 (sau alt echivalent) este un etaj amplificator în tensiune și nu necesită explicații suplimentare. Amplificatorul operațional este atacat pe intrarea neinversoare, potențiometrul de 22 kΩ dozînd volumul. Numerotarea pinilor se referă la varianta de capsulă DIL cu 14 pini. Etajul final este realizat cu o pereche de tranzistoare complementare BD233—BD234, fiind preferabil de a fi împerecheate în prealabil. Pe o sarcină Rs = 4 Ω se obține o putere de 4 W pentru un coeficient de distorsiuni mai mic de 3%. Bineînțeles cele două tranzistoare T2 și T3 se vor monta pe cîte un mic radiator.

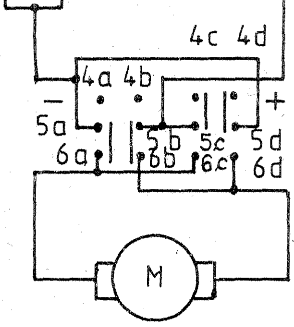
DERULATOR CASETE VIDEO

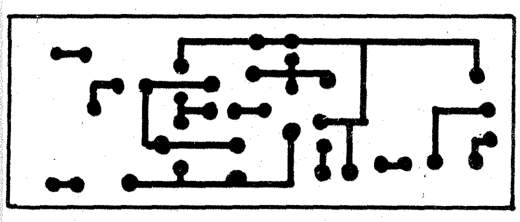
EUGEN BROASCĂ

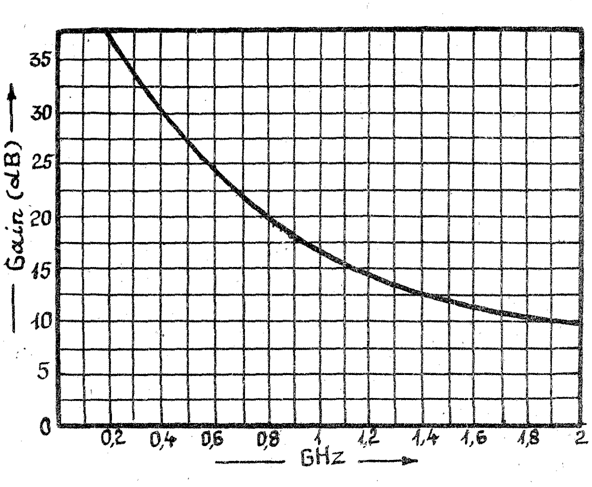



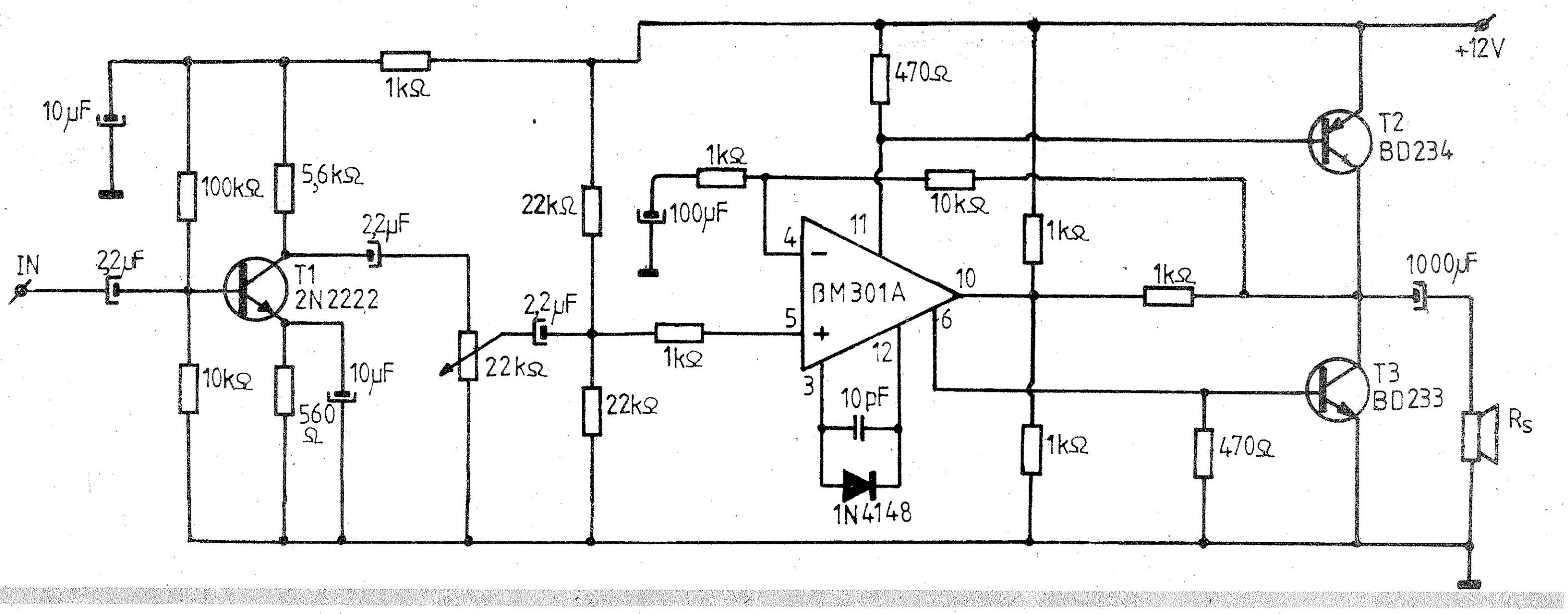
Propun cititorilor revistei „Tehnium" schema electronică a unui derulator casete video. În esență, montajul format din tranzistoarele T1 și T2 este un trigger-Schmitt. În lipsa condensatorului C2, la cuplarea tensiunii de alimentare tranzistorul T1 se saturează, iar tranzistorul T2 este blocat. Bascularea din această stare la cuplarea tensiunii de alimentare o realizează condensatorul C2, care-l blochează pe T1 și îl saturează pe T2, care, închizîndu-și contactul CRe, alimentează motorul derulatorului de casete video dacă una din clapetele claviaturii este apăsată (în cazul de față este apăsată clapeta de derulare spre stînga a casetei video). Rezistența R4 este un traductor care citește curentul prin motorul derulatorului. În funcționare normală, tensiunea culeasă de pe cursorul lui P1 și transmisă prin R1 bazei tranzistorului T1 nu este suficientă pentru intrarea acestuia în conducție. Cînd caseta a ajuns la capăt, indiferent de sensul de derulare, axul motorului se blochează, curentul consumat de motor crește și saltul de tensiune se transmite în baza tranzistorului T1, care se deschide. T2 se blochează, iar prin intermediul rezistenței R2 se asigură saturația lui T1 chiar dacă motorul este deconectat de CRe, deoarece releul este scos de sub tensiune, T2 fiind blocat. Din semireglabilul P1 se stabilește pragul de la care intră în conducție protecția.











AMPLIFICATOR DE ANTENĂ TV

MIRCEA PERIANU, Bîrlad

Factorul de zgomot al unui amplificator de antenă este un parametru foarte important deoarece el limitează posibilitatea recepţionării semnalelor slabe provenite de la telecentre îndepărtate sau avînd puteri reduse.

Zgomotul amplificatorului este funcţie de banda de trecere, conform formulei lui Nyquist: $U_z = \sqrt{4KT_oR\Delta f}$.

Aceasta este raţiunea pentru care amplificatoarele se realizează fie pentru banda FIF (canalele 1—12), fie pentru banda UIF (canalele 21—81). Chiar şi în cadrul acestei împărţiri, amplificatoarele pot fi de bandă largă sau de bandă îngustă (de canal).

Evident, sînt preferabile amplificatoarele de canal. Dacă însă în FIF un astfel de amplificator poate fi uşor realizat, în UIF problema se complică. Se ştie că circuitele oscilante cu constante separate se folosesc pînă la cca 300 MHz. Peste această frecvenţă se folosesc circuite oscilante cu constante distribuite, realizate de obicei în tehnica λ/4. Reglarea unui astfel de amplificator implică folosirea unei aparaturi care în mod obişnuit nu face parte din dotarea unui radioamator. Iar un amplificator prost reglat poate lucra cu performanţe reduse, devenind uneori atenuator!

Contrar tuturor considerentelor tehnice expuse mai sus, în cele ce urmează propun realizarea unui amplificator de bandă foarte largă, dar care prezintă următoarele avantaje:

— poate fi folosit în orice canal fără nici o modificare;

— nu necesită nici un fel de reglaje;

— nu necesită aparatură de măsură;

— este simplu şi poate fi realizat uşor de oricine;

— are factor de zgomot redus şi cîştig mare.

În diagramele alăturate sînt redate factorul de zgomot şi cîştigul amplificatorului, măsurate într-un laborator de specialitate. Pentru comparaţie, voi reaminti că amplificatorul industrial AX 1230 are, la frecvenţa de 200 MHz, G≥20 dB şi F≤8 dB.

Din schema de principiu se poate observa că ambele etaje au ieşirea pe reactanţe inductive şi sînt fără reacţii negative. Valoarea celor două inductanţe se determină cu relaţia R +2 fmin≥10Z, în care fmin este frecvenţa canalului unu sau a canalului cel mai mic de la care dorim să înceapă a lucra amplificatorul. În cazul canalului unu rezultă că inductanţele trebuie să aibă valoarea L = 2,5 µH. Dacă sînt realizate fără ferită numărul de spire se va determina cu ajutorul formulei lui Nagaoka. Rezistenţele de 470 Ω pot fi de orice tip şi au ca scop să evite intrarea în avalanşa termică a tranzistoarelor.

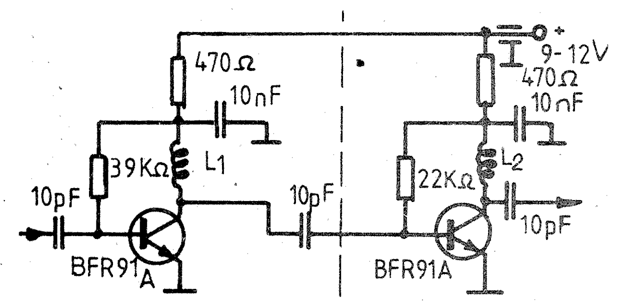
Condensatoarele de 10 pF pentru cuplaj vor fi de tipul „chip" sau, în lipsă, ceramice cu terminalele tăiate cît mai scurt cu puţintă şi cu lipituri „bogate". L1 are 80 de spire CuEm 0,11 mm, bobinate pe un tub de plastic de la o mină de pix goală. L2 se realizează identic, dar are 60 de spire 0,15 CuEm.

Particularitatea acestui amplificator este realizarea sa sub formă de microstrip. Deoarece această tehnică are un caracter de noutate pentru unii cititori, se impun cîteva explicaţii.

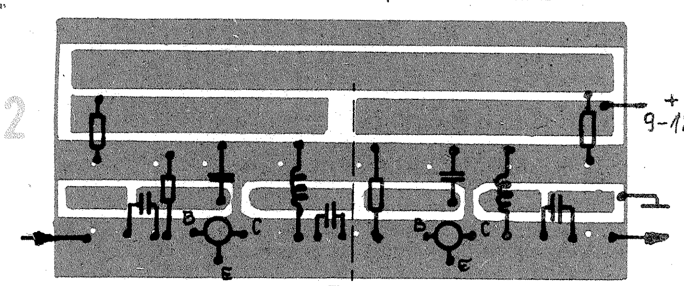
O linie de microstrip este o pistă conductoare rectilinie de lărgime w, paralelă cu un plan de masă şi separată de acesta de un material izolant cu grosime h şi permeabilitate Er. Un suport clasic are Er = 4,8; h = 1,6 mm; w = 2,7 mm pentru o impedanţă de 50 Ω.

În lipsa unui microstrip original vom folosi o placă de sticlotextolit dublu placată, cu grosimea de 1,6 mm şi cu dimensiunile de aproximativ 74x35 mm. De fapt, singura dimensiune care contează este lărgimea de 2,7 mm a pistei.

1



2



Partea inferioară — care constituie planul de masă — va rămîne necorodată. Partea superioară va fi corodată conform desenului din figură, care este dat la scara de 1/1. Foarte important este ca traseul pistei conductoare să aibă lărgimea de 2,7 mm, să fie perfect rectiliniu şi să nu aibă margini zdrenţuite. Pentru aceasta recomand ca latura de jos a plăcuţei să fie şlefuită pe o placă de sticlă peste care s-a pus o coală de şmirghel fin. Luînd ca referinţă această latură, se va trasa pista prin zgîriere cu un şubler reglat la 9 mm şi la 11,7 mm. De o parte şi de alta a pistei, în punctele indicate în desen se vor da găuri de un milimetru prin care se vor introduce capete de sîrmă de 1 mm şi care vor fi sudate pe ambele feţe ale plăcuţei.

Placa va avea de jur-împrejur o bandă de tablă de alamă groasă de 0,5 mm şi lată de 25—30 mm, sudată pe ambele feţe. Montajul va fi împărţit în două jumătăţi egale, cu un ecran despărţitor care va avea o mică degajare pentru trecerea pistei şi a traseului de alimentare. El va fi sudat atît de carcasă, cît şi de placaj, pe ambele feţe.

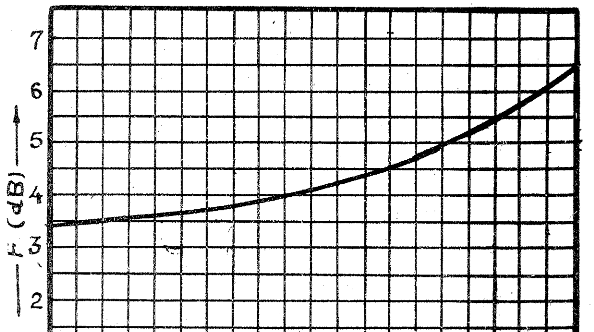
Tranzistoarele vor fi sudate ultimele, cu terminale cît mai scurte. Lipiturile se vor executa rapid şi vor fi „bogate".

Consumul este de cca 30 mA. Este de dorit ca alimentarea să se facă printr-un conductor separat şi printr-un condensator de trecere. Tensiunea poate fi de 9—12 V şi nu necesită a fi stabilizată, însă este obligatoriu să fie foarte bine filtrată. Cu un voltmetru se va măsura tensiunea de colector, care trebuie să fie de aproximativ 1/2 din tensiunea de alimentare. În funcţie de factorul de amplificare al tranzistoarelor, acest lucru va fi stabilit modificînd valoarea rezistenţelor de polarizare a bazelor.

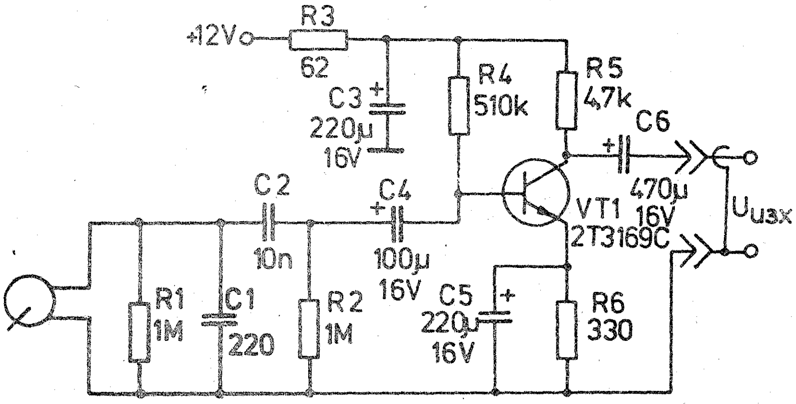
După reglare, amplificatorul va fi probat jos. Este probabil că va funcţiona de prima dată. Apariţia unor linii orizontale pe ecranul televizorului indică prezenţa unor oscilaţii. În acest caz se vor verifica întîi condensatoarele de decuplare, se va inversa sensul de bobinare al uneia din bobine, se vor poziţiona bobinele astfel ca axele lor să fie perpendiculare una pe alta. Dacă oscilaţia persistă, se va mări numărul de spire al primei bobine cu 25%.

Evident, amplificatorul are eficacitatea maximă numai dacă este montat sus, cît mai aproape de antenă. Lungimea cablului dintre antenă şi amplificator trebuie să fie un multiplu al lui λ/2.

Amplificatorul poate fi folosit, cu unele modificări, şi în cazul receptoarelor TV-satelit, atunci cînd distanţa dintre convertor şi receptor depăşeşte 25 m. În acest caz, tranzistoarele BFR91A vor fi înlocuite cu BFG65, iar la intrare va fi introdus un filtru trece-sus, format din două condensatoare de 2,7 pF şi o bobină conectată între ele şi masă, constituită din 1/2 spire CuAg 0,5 mm, pe Ø = 5 mm.



PREAMPLIFICATOR



Acest preamplificator este destinat a fi aplicat la o doză piezoceramică, asigurînd în banda 100 Hz—16 kHz o neliniaritate mai mică de 1,5 dB.

Construcția este destul de simplă, tranzistorul recomandat a fi utilizat fiind totuși BC413.

RADIO TELEVIZIA ELEKTRONIKA, 2/1991

FILTRU

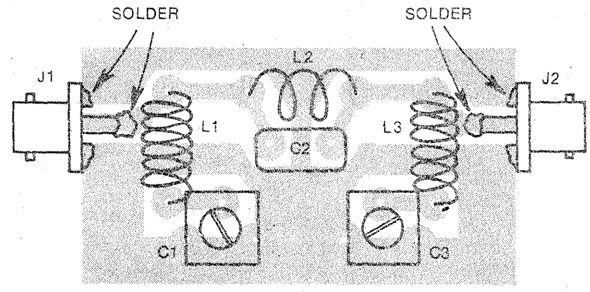
Filtrul prezentat are menirea de a împiedica pătrunderea semnalelor de la emițătoarele ce lucrează în banda de 2 m, în televizoare, deci este un filtru de tip oprește-bandă.

Acest filtru este format din trei circuite oscilante. Frecvențele de rezonanță sînt repartizate astfel:

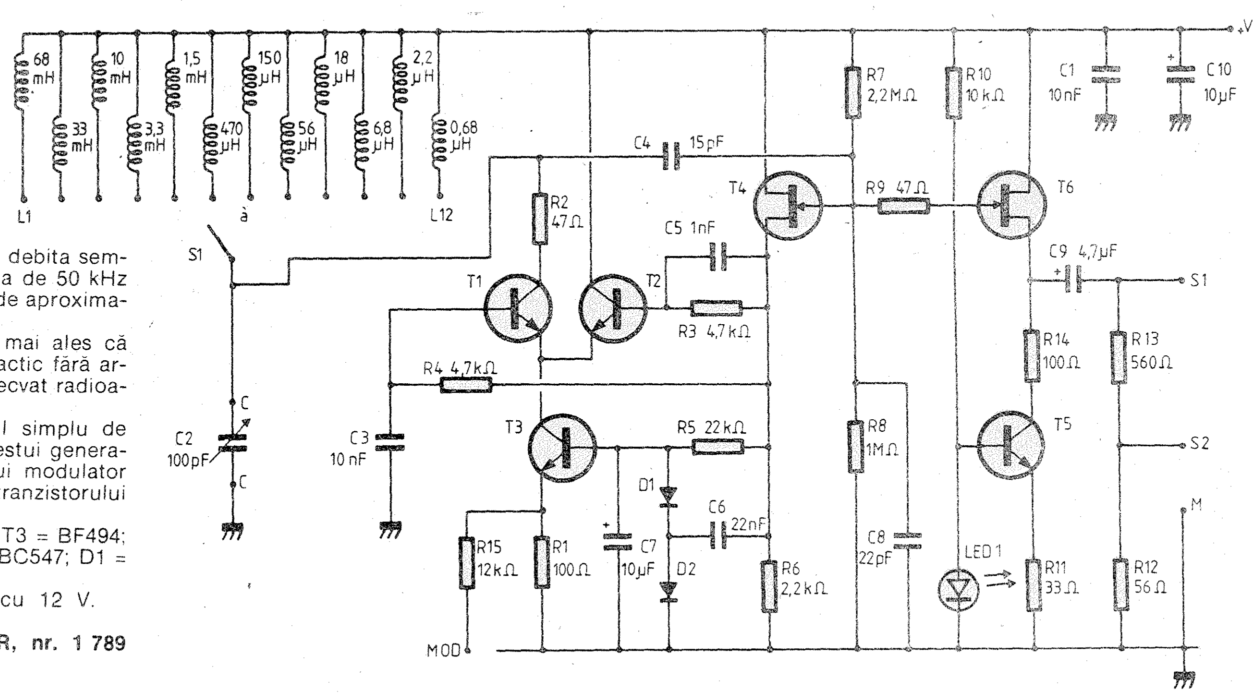
L1C1 = 144 MHz; L2C2 = 145 MHz; L3C3 = 146 MHz.

L1 și L3 sînt construite din sîrmă CuEm 0,6 și au cîte 10 spire cu diametrul de 8 mm. Bobina L2 are două spire din aceeași sîrmă și cu același diametru.

QST, 8/1980



GENERATOR RF



Acest generator poate debita semnale sinusoidale în gama de 50 kHz — 30 MHz, cu un nivel de aproximativ 300 mV.

Generatorul este util mai ales că debitează un semnal practic fără armonici și deci foarte adecvat radioamatorilor.

Este interesant modul simplu de realizare a modulării acestui generator, aplicarea semnalului modulator făcîndu-se pe emitorul tranzistorului T3.

În schemă T1 = T2 = T3 = BF494; T4 = T6 = BF256; T5 = BC547; D1 = D2 = 1N914.

Alimentarea se face cu 12 V.

LE HAUT PARLEUR, nr. 1 789

SONERIE

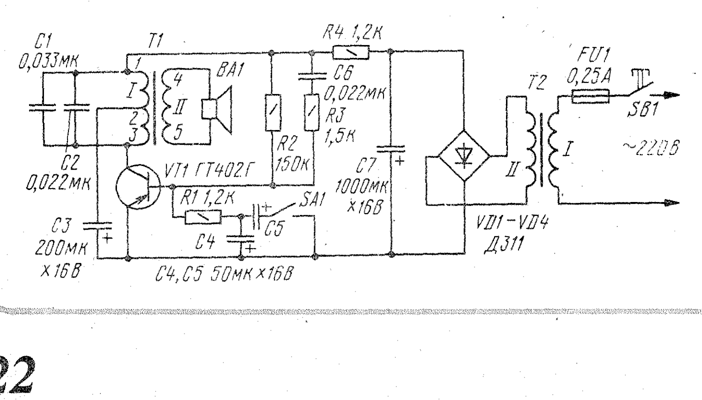
Montajul se compune dintr-un oscilator de joasă frecvență, construit cu un transformator de ieșire de la etajele în contratimp.

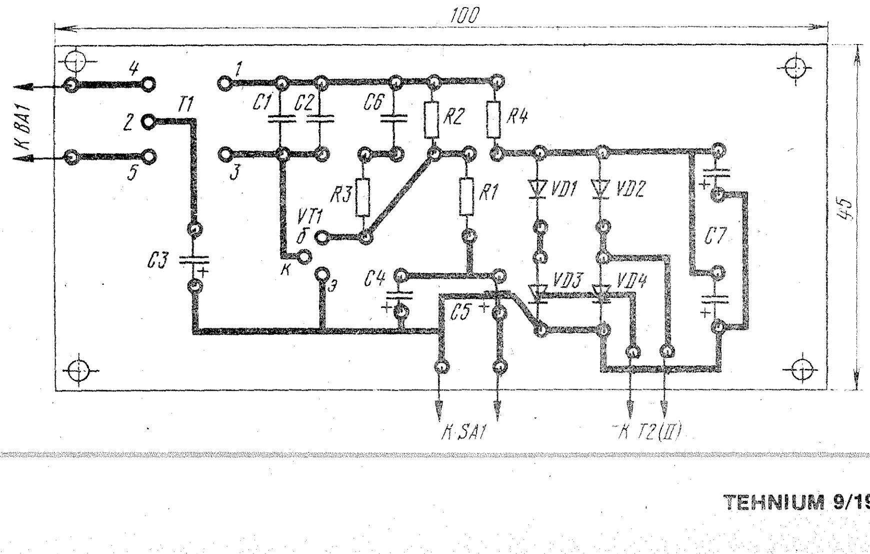
Tranzistorul este pnp cu germaniu, echivalent cu EFT323.

Transformatorul de alimentare este de tip sonerie.

La redresare se poate folosi o punte 1PM sau patru diode.

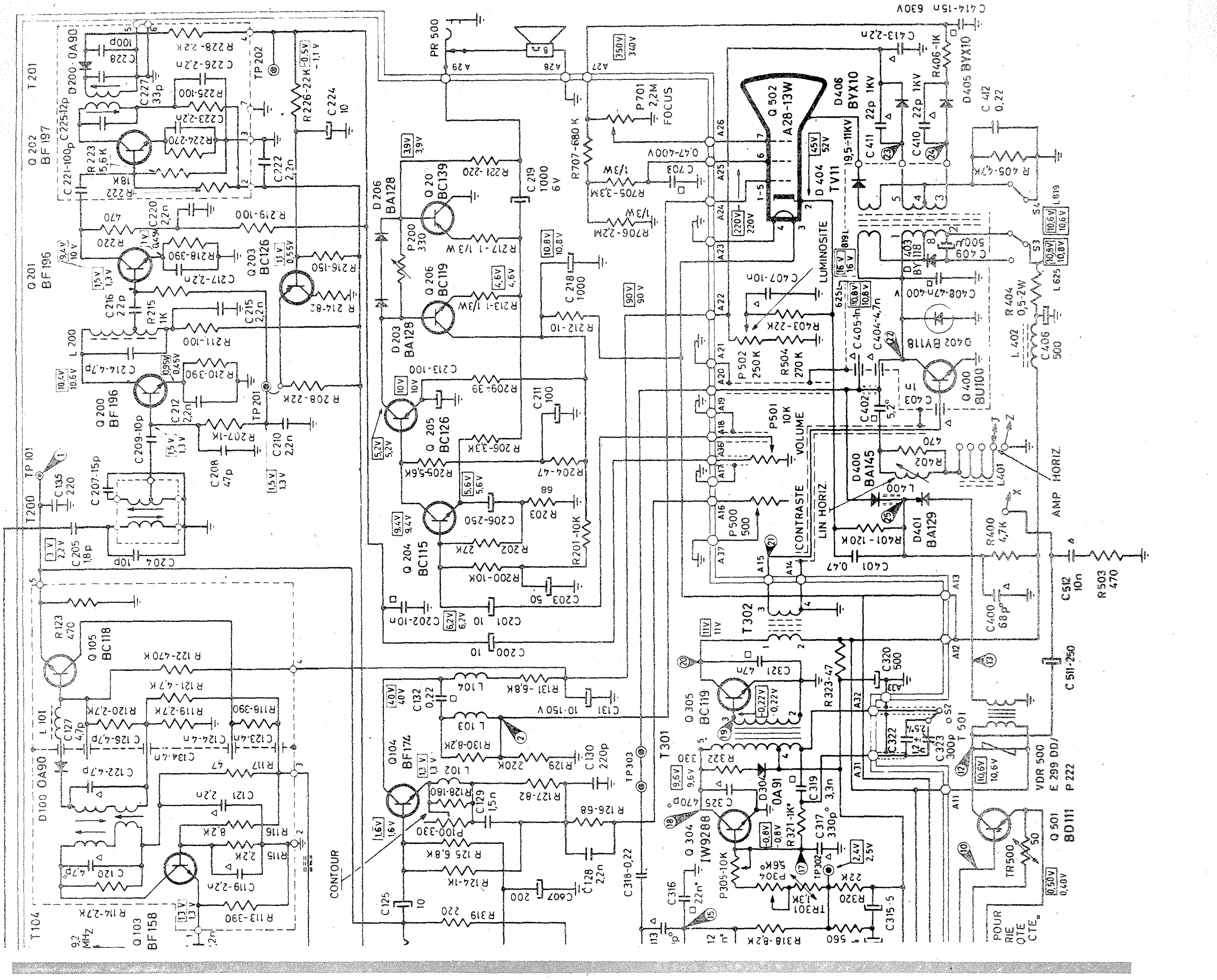
RADIO, 2/1991





(URMARE DIN NR. TRECUT)

VOXSON SPRINT



(URMARE DIN PAG. 7)

Măsurile de intensitate a cîmpului de radiofrecvență al unui radioemițător nu sînt decît comparative și ele pot servi pentru reglajele de obținere ale maximumului de radiație a antenei emițătorului. Pentru astfel de măsurări se va proceda ca mai sus, folosind fie antena de 50 cm lungime, fie una exterioară.

Pentru măsurarea gradului de modulație, sau a procentajului acesteia, față de unda purtătoare, nemodulată, se procedează astfel: undametrul va fi folosit inițial ca mai sus, în scopul măsurării frecvenței. Bobina lui sau antena de 50 cm se va apropia de bobina radioemițătorului sau de fiderul antenei acestuia, astfel încît, emițătorul nefiind deocamdată modulat, acul microampermetrului de 50 μA sa ajunga la diviziunea de 40 μA. Fără a mai deplasa aparatul din aceasta poziție, se trece comutatorul K2 pe poziția 2, situație în care acul microampermetrului cade la diviziunea zero. Se aplică apoi un semnal de audiofrecvență la radioemițător, situație în care acul microampermetrului va ajunge tot la diviziunea 40 μA, dacă procentajul de modulație este 100% la emițător. Valori sub 40 μA reprezintă submodulație.

Ca monitor de modulație, se va atașa la undametru o cască T de 2 000 Ω, conform schemei din figura 1, comutatorul K1 fiind pe poziția 1 sau 2, după nevoie, K3 fiind deschis și K2 pe orice poziție. În cască se va putea urmări calitatea modulației.

Datele constructive ale bobinelor sînt ilustrate în figurile 2, 3 și 4. După realizare, fiecare bobină va fi impregnată cu soluție de polistiren în benzen. Aceste bobine sînt astfel realizate încît capetele inferioare ale fiecărei benzi se află aproximativ la aceeași diviziune de pe scala condensatorului variabil C2, cînd comutatorul K1 este pe poziția 1. Eventuale mici retușări, odată pentru totdeauna, se vor face, la început, reglînd trimerul C3 astfel încît aceste capete de benzi să fie situate pe o gradație acceptabilă de pe scala condensatorului, nici prea sus și nici prea jos.

Redactor-șef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacție: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
Redactori: K. FILIP, ing. M. CODÂRNAI
Secretariat: M. PĂUN
Corectură: V. STAN
Grafică: I. IVAȘCU

Administrația: Editura „Presa Națională S.A."
Tiparul executat la Imprimeria CORESI
INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESĂ, P.O. BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64—66.

ARC-BRAȘOV S.R.L.

2200 BRAȘOV B-dul 15 NOIEMBRIE nr.6
TELEFON :921/50022
TELEFAX :921/50022

TEHNOLOGIE PROFESIONALĂ DE MĂSURĂ

- OSCILOSCOAPE ANALOGICE ȘI DIGITALE
- MULTIMETRE
- GENERATOARE DE FUNCTII
- FRECVENTMETRE
- SURSE DE TENSIUNE
- ACCESORII

NOU!!! Pentru osciloscoapele digitale vă oferim imprimante inteligente, interfețe pentru transfer de date pe calculatoare compatibile IBM PC, XT/AT, soft specializat.

Printre ofertele noastre :

Osciloscop HAMEG
HM1005 3x100MHz
HM604 2x60 MHz
HM408/2x40MHz/ digital cu memorie
HM205-3/2x20MHz/ digital cu memorie
HM203-7/2x20MHz/ standard

MULTIMETRE digitale
4 1/2DIGIȚI
6 1/2DIGIȚI

L -C METRU digital
GENERATOR de funcții(sin,dr.,tr.)

Pentru informații suplimentare contactați-ne la T I B 91 pavilionul A,precum și la sediul firmei.

